

Міністерство освіти і науки України
Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»

Міністерство освіти і науки України
Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»

Кваліфікаційна наукова праця
на правах рукопису

ЖЕЛІНСЬКИЙ МИКОЛА МИКОЛАЙОВИЧ

УДК 681.5:62-83

ДИСЕРТАЦІЯ
**СИСТЕМА ВЕКТОРНОГО КЕРУВАННЯ АСИНХРОННИМ
ГЕНЕРАТОРОМ З ВЛАСТИВОСТЯМИ РОБАСТНОСТІ ДО
ПАРАМЕТРИЧНИХ ЗБУРЕНЬ**

Спеціальність 05.09.03 – електротехнічні комплекси та системи

Подається на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук
Дисертація містить результати власних досліджень. Використання ідей,
результатів і текстів інших авторів мають посилання на відповідне джерело

_____ М. М. Желінський

Науковий керівник Пересада С. М., д.т.н., професор

Київ – 2021

АНОТАЦІЯ

Желінський М. М. Система векторного керування асинхронним генератором з властивостями робастності до параметричних збурень. – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису. Дисертація на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук за спеціальністю 05.09.03 «Електротехнічні комплекси та системи» (141 – Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка). – Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Київ, 2021.

У дисертаційній роботі вирішується задача розвитку теорії та аналізу систем векторного полеорієнтованого керування автономним асинхронним генератором (АГ), спрямована на підвищення їх статичних та динамічних характеристик, за рахунок розробки та впровадження методів робастного та адаптивного керування з врахуванням насичення магнітної системи електромеханічного перетворювача.

У першому розділі проведено аналіз існуючих систем векторного полеорієнтованого керування АГ з метою обґрунтування необхідності вирішення науково-прикладної задачі, що розглядається в роботі, розглянуто види існуючих систем генерування електричної енергії, їх переваги та недоліки. За результатами аналітичного огляду встановлено, що типові алгоритми векторного керування АГ не мають строгого теоретичного обґрунтування, стійкість суттєво нелінійних систем, які утворюються в результаті їх використання не доведено, алгоритми керування є чутливими до параметричних збурень роторного кола, основним з яких є варіації активного опору ротора. Вказані параметричні збурення в існуючих системах векторного керування АГ призводять до деградації динамічних показників якості керування та зниження енергетичної ефективності процесів електромеханічного перетворення енергії.

У другому розділі виконано теоретичний аналіз та дослідження властивостей стійкості та характеристик систем векторного керування насиченим АГ в стандартній конфігурації з лінійними пропорційно-інтегральними регуляторами струмів та напруги, які модифіковано для врахування насичення магнітної системи АГ. Показано, що при використанні інформації про кутову швидкість, струми статора та напругу ланки постійного струму стандартний алгоритм забезпечує локальну асимптотичну стійкість регулювання напруги ланки постійного струму і вектора потокозчеплення ротора за умови обмеженого струму навантаження та достатнього розділення у часі процесів регулювання напруги і моментоутворюючої компоненти вектора струму статора.

В результаті повномасштабного порівняльного дослідження методом математичного моделювання встановлено, що: якість перехідних процесів в підсистемах регулювання координат АГ визначається стандартним налаштуванням систем другого порядку, шляхом вибору співвідношення між коефіцієнтами пропорційної та інтегральної складових регуляторів, які забезпечують необхідний коефіцієнт демпфування в замкнутому контурі; часове розділення процесів керування підсистем напруги та струмів статора досягається за рахунок вибору коефіцієнтів пропорційної та інтегральної складової регуляторів і має формуватися так, щоб контур регулювання моментоутворюючого струму був в декілька разів швидшим за контур регулювання напруги; не врахування в алгоритмі керування насичення магнітного кола, призводить до виникнення статичних похибок при відпрацюванні значень модуля вектора потокозчеплення ротора, що відрізняються від номінального; при дії стандартного алгоритму векторного керування динамічна похибка регулювання напруги залежить від кутової швидкості ротора.

У третьому розділі з використанням другого методу Ляпунова синтезовано та теоретично обґрунтовано нові методи векторного керування підсистемою потокозчеплення АГ, які дозволяють синтезувати робастні до

варіацій активного опору ротора алгоритми регулювання вектора потокозчеплення ротора в системах з прямим та непрямим полеорієнтуванням.

Розроблено новий метод лінеаризуючого зворотним зв'язком керування напругою ланки постійного струму, який синтезується на основі балансу потужностей електромеханічного перетворення і вперше забезпечує лінійну динаміку підсистеми регулювання напруги незалежно від змін кутової швидкості, модуля вектора потокозчеплення ротора і струму навантаження.

Розроблено метод синтезу прямого векторного керування підсистемою потокозчеплення АГ на основі нового спостерігача вектора потокозчеплення ротора зниженого порядку (3-го порядку), який передбачає формування композитної структури у вигляді зв'язаних підсистем регулювання оціненого модуля вектора потокозчеплення і його оцінювання з властивістю глобальної експоненційної стійкості, що досягається завдяки синтезованій за допомогою другого методу Ляпунова структурі зворотних зв'язків спостерігача, за рахунок чого досягається асимптотичне регулювання модуля вектора потокозчеплення, асимптотична полеорієнтація та робастність до варіацій активного опору ротора.

Розроблені алгоритми керування АГ досліджено методом математичного моделювання. Показано, що при дії стандартної конфігурації з лінійними пропорційно-інтегральними регуляторами струмів та напруги за умов варіації активного опору ротора статичні та динамічні характеристики деградують, а при збільшенні активного опору ротора на 70% від номінального система втрачає стійкість, на відміну від розробленого робастного алгоритму векторного керування.

У четвертому розділі розвинуто методи прямого та непрямого векторного керування насиченим АГ шляхом побудови адаптивних до варіацій активного опору ротора систем на основі доведення правомірності застосування нелінійного принципу розділення для композитної системи, що складається з підсистем регулювання напруги і вектора потокозчеплення, а також локально експоненційно стійкого адаптивного спостерігача потокозчеплення.

Розроблено адаптивний спостерігач, який враховує насичення АГ та забезпечує асимптотичне оцінювання компонент вектора потокозчеплення та активного опору ротора.

Показано, що адаптивна система векторного керування, яка побудована з використанням нелінійного принципу розділення на основі неадаптивного алгоритму робастного векторного керування і розробленого адаптивного спостерігача вектора потокозчеплення ротора, який враховує насичення магнітної системи асинхронної машини, забезпечує локальне асимптотичне регулювання напруги в ланці постійного струму, модуля вектора потокозчеплення з одночасним полеорієнтуванням, а також оцінювання активного опору ротора при його обмежених варіаціях.

Методом математичного моделювання показано, що завдяки робастності неадаптивного алгоритму забезпечуються умови локальності, які необхідні для використання принципу розділення, а динамічна поведінка адаптивного спостерігача при його автономній роботі і у складі адаптивної системи співпадають з достатнім ступенем точності для систем такого рівня складності, що підтверджує правомірність застосування нелінійного принципу розділення.

У п'ятому розділі на основі концепції швидкого прототипного тестування, створено експериментальні установки з АГ потужністю 2.2 кВт та 5.5 кВт, керування якими здійснюється з використанням контролера на основі цифрового сигнального процесора TMS320F28335 та розробленого для нього програмного забезпечення, що в реальному часі реалізує розроблені алгоритми векторного керування АГ.

Створені експериментальні установки дозволили провести повномасштабне експериментальне тестування розроблених структур векторного керування АГ з метою підтвердження теоретичних висновків роботи та виявлення ефектів, які не враховуються при синтезі та моделюванні.

З порівняльного експериментального тестування робастного та стандартного алгоритмів векторного керування АГ встановлено, що при відсутності варіацій активного опору ротора алгоритм робастного векторного

керування забезпечує більш високі динамічні показники якості при відпрацюванні заданих траєкторій напруги та потокозчеплення; при варіаціях активного опору ротора якість відпрацювання заданих траєкторій потокозчеплення та напруги ланки постійного струму алгоритмом робастного векторного керування мало змінюється, в той час як алгоритм стандартного векторного керування не забезпечує відпрацювання заданих траєкторій напруги та потокозчеплення. Експериментально підтверджено, що адаптивний спостерігач активного опору ротора має однакову динамічну поведінку як при автономній роботі, так і в адаптивній системі. Адаптивний до змін активного опору ротора алгоритм векторного керування забезпечує повну компенсацію збурень, що виникають внаслідок варіацій цього параметру. Після закінчення процесів оцінювання активного опору ротора як динамічна поведінка, так і енергетичні характеристики відповідають випадку з відомими параметрами АГ. Результати експериментальних досліджень співпадають з результатами математичного моделювання.

Результати роботи впроваджено в ТОВ «Політехносервіс» (м. Бровари), та в освітній процес в Національному технічному університеті України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського» при викладанні дисциплін: «Електромеханічні системи в екологічно чистих технологіях» і «Робастне та адаптивне керування в електромеханічних системах».

Подальше впровадження результатів дисертації рекомендується на підприємствах електротехнічного профіля Міністерства розвитку економіки, торгівлі та сільського господарства України.

Ключові слова: асинхронний генератор, векторне керування, полеорієнтація, лінеаризація зворотним зв'язком, робастність, адаптація, стійкість, спостерігач, синтез, електромеханічна система.

ABSTRACT

Zhelinskyi M. Vector control system of induction generator with robustness properties to parametric perturbations. – Manuscript. Dissertation for the candidate of technical science degree in specialty 05.09.03 "Electrotechnical Complexes and Systems" (141 - Electric Power Engineering, Electrical Engineering and Electromechanics). – National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute", National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute, Kyiv, 2021.

The dissertation solves the problem of development of theory and analysis of vector field-oriented control systems of an autonomous induction generator (IG), aimed at improving their static and dynamic characteristics, by developing synthesis methods based on robust and adaptive control algorithms by taking into account the saturation of the electromechanical conversion magnetic system.

In the first section, the analysis of existing methods of vector-based control of hypertension is conducted in order to substantiate the necessity of solving the scientifically-applied problem considered in the paper, the types of existing systems of electric power generation, their advantages and disadvantages are considered. According to the results of the analytical review, the typical algorithms for vector control of IG have no rigorous theoretical substantiation, the stability of essentially nonlinear systems is not proved, they are sensitive to coordinate perturbations (angular velocity of the primary propulsion and load current), as well as to the parameters of the basic ones, there are variations in the rotor active resistance, which leads to the degradation of dynamic control quality indicators and a decrease in the energy efficiency of electromechanical energy conversion processes

In the second section, the theoretical analysis and investigation of the stability properties and characteristics of the vector control systems of saturated IG in the standard configuration with linear proportional-integral current and voltage regulators, which are modified to take into account the saturation of the magnetic system of IG, are performed. When using angular velocity information, stator

currents, and DC-link voltage, the standard algorithm provides local asymptotic stability for adjusting the DC-link voltage and rotor flux vector under limited load current, as well as the time division between the voltage and moment control components of the current vector component. That the voltage regulation subsystem is 2-3 times slower relative to the current regulation subsystem.

In the third section, using the second Lyapunov method, new methods of vector control of the IG subsystem are synthesized and theoretically substantiated.

A new method of linearizing feedback control of DC-link voltage is developed, which is synthesized on the basis of the balance of electromechanical conversion capacities and provides, for the first time, linear dynamics of the voltage regulation subsystem, regardless of changes in angular velocity, vector of rotor coupling vector and load current.

A method of synthesizing direct vector control of the IG subsystem based on a new observer of the reduced order rotor vector (3rd order) is provided, which involves the formation of a composite structure in the form of coupled subsystems of regulation of the estimated module of the vector of coupling and its estimation with the global exponential property achieved through the Lyapunov synthesized by the observer feedback structure by which the asymptom is achieved the exact regulation of the module of the vector of coupling, asymptotic field orientation and robustness to variations of the active resistance of the rotor.

The analytical dependences between the DC-link voltage, the primary propulsion speed and the rotor coupling required to start the IG system and calculated from the power balance of the electromechanical system are determined.

The developed algorithms for the control of hypertension were investigated by mathematical modeling. It is shown that under standard configuration with linear proportional-integral current regulators and voltages under conditions of variation of active rotor resistance, static and dynamic characteristics degrade, and when the active rotor resistance increases by 70% of the nominal system, it loses its stability, unlike robust algorithm.

In the fourth section, methods of direct and indirect vector control of saturated hypertension are developed by constructing adaptive to variations of active resistance of the rotor systems on the basis of proving the validity of applying a nonlinear separation principle for a composite system consisting of subsystems of regulation of voltage and vector of coupling, as well as locally exponentially steady-state adaptive clutch.

An adaptive observer, which takes into account the saturation of hypertension, has been investigated offline and as part of an adaptive system of control of hypertension by mathematical modeling. It is shown that the obtained solution allowed to provide a higher level of accuracy by applying the combination of robust to variations of the active resistance of the vector control algorithm and the adaptive observer, providing exponential estimation of the active resistance of the rotor circle.

In the fifth section introduces rapid prototype testing technology, which includes a suite of simulation programs, controller software based on the digital signal processor TMS320F28335, as well as two experimental stands with a power of 2.2 kW and 5.5 kW, allows for practical implementation and experimental research of the developed algorithms for the control of hypertension.

The rapid prototype testing technology created allowed for a full-scale experimental testing of the developed structures of vector control of IG in order to confirm the theoretical conclusions obtained in sections 2-4 and to identify effects that are not taken into account in synthesis and modeling. These effects include: quantization effects on time and level, which can reduce the quality of control, the presence of noise in the measurement signals, asymmetry of the machine, the non-ideality of the elements of the hardware.

The results of the work were implemented in the educational process at the National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute" in teaching the subjects "Electromechanical systems in environmentally friendly technologies", "Robust and adaptive control in electromechanical systems".

Keywords: induction generator, vector control, field-oriented control, feedback linearization, robustness, adaptation, stability, observer, synthesis, electromechanical system.

Перелік публікацій здобувача за темою дисертації

Публікації у фахових виданнях:

1. Peresada S., Kovbasa S., Korol S., Zhelinskyi N. Feedback linearizing field-oriented control of induction generator: theory and experiments. *Технічна електродинаміка*. 2017. № 2. С. 48-56. (Наукометрична база **Scopus**).

2. Пересада С. М., Ковбаса С. М., Желінський М. М. Експериментальне тестування системи робастного векторного керування асинхронним генератором. *Вісник Вінницького політехнічного інституту*. Вінниця, 2018. № 3(138). С. 62-68.

3. Пересада С. М., Благодір В. О., Диннік Т. В., Желінський М. М. Система векторного керування автономним генератором на основі асинхронної машини з фазним ротором. *Електротехнічні та комп'ютерні системи*. Одеса, 2014. Вип. 15(91). С. 85-88.

4. Пересада С. М., Трандафілов В. М., Желінський М. М. Інваріантність до варіацій активного опору ротора в системах векторного керування асинхронними двигунами. *Вісник Вінницького політехнічного інституту*. Вінниця, 2016. №2. С.45-51.

5. Пересада С. М., Ніконенко Є. О., Желінський М. М., Решетник В. С. Формування динамічних режимів повністю керованого гібридного джерела живлення електричних транспортних засобів. *Технічна електродинаміка*. 2020. № 4. С. 35-40. (Наукометрична база **Scopus**, періодичне наукове видання категорії «А», що прирівнюється до періодичних видань країн ОЕСР).

Матеріали конференцій:

6. Peresada S., Kovbasa S., Korol S., Pechenik N., Zhelinskyi N. Indirect field oriented output feedback linearized control of induction generator. *2nd International*

Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS). Kiev, Ukraine, 2016. P. 187-191. (Наукометрична база **Scopus**).

7. Peresada S., Blagodir V., Zhelinskyi M. Output feedback control of stand-alone doubly-fed induction generator. *2nd International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*. Kiev, Ukraine, 2016. P. 1-6. (Наукометрична база **Scopus**).

8. Bozhko S., Peresada S., Kovbasa S., Zhelinskyi M. Robust indirect field oriented control of induction generator. *International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles International Transportation Electrification Conference (ESARS-ITEC)*. Toulouse, France, 2016. P. 1-6. (Наукометрична база **Scopus**).

9. Peresada S., Kovbasa S., Zhelinskyi M., Duchenko A. Speed sensorless direct field oriented control of induction generator. *2017 IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*. Kiev, Ukraine, 2017. P. 548-553. (Наукометрична база **Scopus**).

10. Peresada S., Zhelinskyi M., Kovbasa S., Korol S. Indirect field oriented control of the saturated induction generators with linear PI regulators. *IEEE 6th International Conference on Energy Smart Systems (ESS)*. 2019. Kyiv, Ukraine, 2019. P. 138-143. (Наукометрична база **Scopus**).

11. Пересада С. М., Трандафилов В. Н., Желинский Н. Н. Общетеоретическое решение задачи инвариантного к вариациям активного сопротивления ротора прямого векторного управления угловой скоростью и потоком асинхронных двигателей. *Проблеми енергоресурсозбереження в електротехнічних системах. Наука, освіта і практика*. Кременчук, 2016. С. 19-21.

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІКИ УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ ТА СКОРОЧЕНЬ.....	15
ВСТУП.....	17
РОЗДІЛ 1 АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД СИСТЕМ ГЕНЕРУВАННЯ НА ОСНОВІ АСИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА	24
1.1 Загальні відомості про системи генерування електричної енергії	24
1.2 Конфігурації систем генерування електричної енергії на основі машин змінного струму з напівпровідниковими перетворювачами	25
1.3 Проблема чутливості алгоритмів векторного керування до параметричних збурень	34
Висновки до розділу 1	39
РОЗДІЛ 2 ВЕКТОРНЕ КЕРУВАННЯ АСИНХРОННИМ ГЕНЕРАТОРОМ В УМОВАХ ВРАХУВАННЯ НАСИЧЕННЯ МАГНІТНОЇ СИСТЕМИ	42
2.1 Математична модель АГ. Постановка задачі синтезу алгоритму векторного керування	42
2.2 Непряме векторне керування асинхронним генератором	49
2.2.1 Синтез підсистеми керування потокозчепленням ротора	51
2.2.2 Синтез підсистеми регулювання напруги ланки постійного струму ..	57
2.3 Результати дослідження динаміки системи векторного керування АГ ..	67
Висновки до розділу 2	77
РОЗДІЛ 3 РОБАСТНЕ ВЕКТОРНЕ КЕРУВАННЯ АГ З ЛІНЕАРИЗУЮЧИМ ЗВОРОТНИМ ЗВ'ЯЗКОМ РЕГУЛЯТОРОМ НАПРУГИ	80
3.1 Часткова лінеаризація рівнянь динаміки напруги ланки постійного струму	80
3.2 Частково лінеаризуючий алгоритм керування напругою ланки постійного струму	83
3.3 Лінеаризуючий зворотним зв'язком алгоритм регулювання напруги	87
3.4 Робастне відносно варіацій активного опору ротора керування вектором потокозчеплення.....	91

3.4.1 Керування вектором потокозчеплення на основі другого методу Ляпунова. Теоретичні положення	91
3.4.2 Синтез підсистеми керування потокозчепленням ротора в умовах непрямого полеорієнтування	97
3.4.3 Синтез підсистеми керування потокозчепленням ротора в умовах прямого полеорієнтування	100
3.5 Дослідження робастності алгоритмів векторного керування до варіацій активного опору ротора	107
3.5.1 Методика проведення досліджень шляхом математичного моделювання	108
3.5.2 Дослідження робастності алгоритму НВК	109
3.5.3 Дослідження динамічних та статичних властивостей систем генерування з алгоритмом РВК	113
3.5.4 Дослідження статичних характеристик системи генерування в умовах варіації активного опору ротора	116
Висновки до розділу 3	119
РОЗДІЛ 4 АДАПТИВНЕ ДО ВАРІАЦІЙ АКТИВНОГО ОПОРУ РОТОРА КЕРУВАННЯ АСИНХРОННИМ ГЕНЕРАТОРОМ	122
4.1 Спостерігач вектора потокозчеплення ротора, адаптивний до змін активного опору ротора	124
4.2 Адаптивне до варіацій активного опору ротора непряме векторне керування асинхронним генератором	127
4.3 Дослідження динаміки адаптивного спостерігача та адаптивної системи векторного керування АГ методом математичного моделювання	132
Висновки до розділу 4	141
РОЗДІЛ 5 ПРАКТИЧНА РЕАЛІЗАЦІЯ ТА РЕЗУЛЬТАТИ ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНИХ ДОСЛІДЖЕНЬ АЛГОРИТМІВ ВЕКТОРНОГО КЕРУВАННЯ АСИНХРОННИМ ГЕНЕРАТОРОМ	143
5.1 Структура експериментальної установки	144

5.2 Експериментальне тестування алгоритмів векторного керування асинхронним генератором потужністю 2.2 кВт.....	148
5.2.1 Дослідження динамічних процесів.....	149
5.2.2 Дослідження енергетичної ефективності при варіації активного опору ротора.....	158
5.3 Експериментальне тестування адаптивного спостерігача та алгоритму адаптивного векторного керування АГ потужністю 2.2 кВт.....	161
5.3.1 Результати експериментального тестування автономної роботи адаптивного спостерігача	161
5.3.2 Результати експериментального тестування адаптивної системи	165
5.4 Експериментальне тестування системи векторного керування асинхронним генератором потужністю 5.5 кВт.....	168
Висновки до розділу 5	174
ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ	176
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	179
ДОДАТОК А Параметри досліджуваних у роботі машин.....	198
ДОДАТОК Б Розрахунок допустимих значень керуючих координат	202
ДОДАТОК В Список публікацій за темою дисертації та відомості про апробацію роботи	209
ДОДАТОК Г Акти впровадження та використання результатів дисертаційної роботи	212

ПЕРЕЛІКИ УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ ТА СКОРОЧЕНЬ

$(a-b)$	– позначення стаціонарної системи координат, зв’язаної з статором асинхронного генератора;
$(d-q)$	– позначення синхронно-обертової системи координат;
ε	– кутове положення ротора;
ε_0	– кутове положення синхронно-обертової системи координат $(d-q)$ щодо нерухомої системи координат $(a-b)$;
ω_0	– кутова швидкість обертання системи координат $(d-q)$;
ω	– кутова швидкість ротора;
ω^*	– задана швидкість ротора;
$\tilde{\omega}$	– похибка відпрацювання заданої швидкості ротора;
R_1	– активний опір статора;
R_2	– активний опір ротора;
L_1	– індуктивність статора;
L_2	– індуктивність ротора;
L_{1s}	– індуктивність розсіювання статора;
L_{2s}	– індуктивність розсіювання ротора;
L_m	– індуктивність намагнічуючого контура;
J	– момент інерції;
p_n	– число пар полюсів;
M	– електромагнітний момент асинхронного генератора;
M_n	– момент, що створює первинний рушій;
$ \psi $	– модуль потокозчеплення ротора;
$ \hat{\psi} $	– оцінене значення модуля потокозчеплення ротора;
ψ^*	– задане значення модуля потокозчеплення ротора;
$\tilde{\psi}$	– похибка відпрацювання модуля потокозчеплення ротора;
$\tilde{\hat{\psi}}$	– похибка оціненого значення модуля потокозчеплення ротора;

$\mathbf{i}_1$	– вектор струму статора;
$\mathbf{i}_2$	– вектор струму ротора;
$\mathbf{u}_1$	– вектор напруги статора;
I_1	– модуль струму статора;
I_2	– модуль струму ротора;
P_a	– активна потужність;
P_m	– механічна потужність;
V_{dc}	– напруга в ланці постійного струму;
V_{dc}^*	– задана напруга в ланці постійного струму;
$\tilde{V}_{dc}$	– похибка регулювання напруги в ланці постійного струму;
i_a, i_b	– компоненти вектора струму статора в системі координат (a-b);
i_d, i_q	– компоненти вектора струму статора в системі координат (d-q);
u_a, u_b	– компоненти вектора напруги статора в системі координат (a-b);
u_d, u_q	– компоненти вектора напруги статора в системі координат (d-q);
ψ_d, ψ_q	– компоненти вектора потокозчеплення ротора в системі координат (d-q);
АД	– асинхронний двигун;
АГ	– асинхронний генератор.

ВСТУП

Обґрунтування вибору теми дослідження. Генерація електроенергії зі змінною кутовою швидкістю генератора є перспективним рішенням для багатьох електроенергетичних установок: дизель, гідро та вітрових електростанцій, наземних транспортних засобів, аерокосмічних та морських силових систем. Основна перевага генерації енергії зі змінною швидкістю полягає в можливості оптимізації енергоефективності первинного рушія та електричного генератора за рахунок формування їх швидкісного режиму.

Сучасні системи генерування зі змінною кутовою швидкістю здебільшого базуються на векторно-керованих асинхронних машинах подвійного живлення та синхронних генераторах зі збудженням від постійних магнітів. Переваги електромеханічних систем на основі машини подвійного живлення є вагомими в обмеженому діапазоні змін кутової швидкості. Системи генерування з використанням повністю керованої структури синхронний генератор - напівпровідниковий АС-DC-АС перетворювач мають широке застосування і є найбільш передовими. В той же час, висока вартість рідкоземельних магнітних матеріалів для збудження синхронних генераторів сприяє відновленню інтересу до використання більш дешевих та надійних асинхронних двигунів з короткозамкненим ротором в якості асинхронного генератора (АГ).

Для живлення автономних споживачів використовуються системи векторно-керованих асинхронних генераторів зі стабілізованою вихідною напругою постійного струму, що мають типову структуру систем векторного полеорієнтованого керування кутовою швидкістю, в яких регулятор швидкості замінено на регулятор напруги ланки постійного струму. Такі системи, хоча і задовольняють вимоги значної кількості застосувань, базуються на суттєвих спрощуючих припущеннях, основним з яких є нехтування нелінійною динамікою асинхронної електричної машини і процесів формування напруги ланки постійного струму за допомогою АС-DC підвищуючого перетворювача. Як результат, типові алгоритми векторного керування АГ не мають строгого

теоретичного обґрунтування, стійкість суттєво нелінійних систем не доведено, вони є чутливими до координатних збурень (кутової швидкості первинного рушія і струму навантаження), а також до параметричних збурень, основним із яких є варіації активного опору ротора, що призводить до деградації динамічних показників якості керування та зниження енергетичної ефективності процесів електромеханічного перетворення енергії.

Саме тому розробка методів та синтез на їх основі алгоритмів векторного керування автономними асинхронними генераторами, які забезпечують підвищені динамічні показники та енергетичну ефективність, а також є простими з точки зору практичної реалізації є актуальною науково - прикладною задачею.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами. Дослідження за темою дисертаційної роботи виконувалися на кафедрі автоматизації електромеханічних систем та електроприводу Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського» за темами, які фінансувалися Міністерством освіти і науки України: «Методи робастного адаптивного керування електромеханічними системами з підвищеними динамічними та енергетичними показниками» (№ 2841ф, номер держреєстрації 0115U000381, 2015 – 2017 рр.), «Розробка енергоефективної електромеханічної системи електробусу на основі адаптивного векторно-керованого асинхронного електроприводу з акумуляторно-суперконденсаторним живленням» (№ 2005р, номер держреєстрації 0117U004284, 2017 – 2018 рр.), в яких автор був співвиконавцем.

Мета і задачі дослідження. Метою роботи є розвиток теорії синтезу та аналізу систем векторного полеорієнтованого керування автономними асинхронними генераторами, спрямований на підвищення їх статичних та динамічних характеристик за рахунок розробки і впровадження методів робастного та адаптивного керування з врахуванням насичення магнітної системи електромеханічного перетворювача.

Для досягнення поставленої мети вирішувалися такі основні задачі:

1. Аналіз існуючих методів векторного полеорієнтованого керування АГ з метою обґрунтування необхідності вирішення науково-прикладної задачі, яка розглядається в роботі.

2. Теоретичний аналіз і дослідження властивостей стійкості та характеристик систем векторного керування насиченими АГ в стандартній конфігурації з лінійними пропорційно-інтегральними регуляторами струмів і напруги.

3. Розробка нових методів векторного керування підсистемою потокозчеплення АГ, які дозволяють синтезувати робастні до варіацій активного опору ротора алгоритми регулювання вектора потокозчеплення ротора в системах з прямим та непрямым полеорієнтуванням.

4. Розробка методу синтезу лінеаризуючого зворотним зв'язком алгоритму керування напругою ланки постійного струму, який в умовах досягнення полеорієнтування гарантує асимптотично лінійну динаміку підсистеми регулювання напруги.

5. Розвиток теорії адаптивного керування асинхронними машинами для систем генерування електричної енергії шляхом побудови адаптивних до варіацій активного опору ротора систем з адаптивним спостерігачем, який враховує насичення магнітного кола АГ.

6. Створення пакету моделюючих програм та експериментальних установок, проведення повномасштабних експериментальних досліджень динамічних та статичних характеристик розроблених систем керування АГ.

Об'єктом дослідження є процеси керування перетворенням енергії в електромеханічних системах на основі векторно-керованого асинхронного генератора з короткозамкненим ротором.

Предметом дослідження є методи аналізу та синтезу систем векторного полеорієнтованого керування автономними асинхронними генераторами.

Методи дослідження. При вирішенні поставлених у роботі задач використовувалися методи сучасної нелінійної теорії керування, такі як: лінеаризація зворотним зв'язком, другий метод Ляпунова, методи робастного та адаптивного керування, а також фізичного та математичного моделювання.

Наукова новизна отриманих результатів.

1. Вперше аналітично, доведено умови локальної асимптотичної стійкості суттєво нелінійної підсистеми регулювання напруги ланки постійного струму для типових структур систем векторного керування АГ з лінійними пропорційно-інтегральними (ПІ) регуляторами напруги і струму, які модифіковано для врахування насичення магнітної системи АГ, завдяки чому розроблено конструктивну процедуру формування динамічних показників якості регулювання напруги за умови формування розділення в часі процесів регулювання напруги і моментоутворюючої компоненти вектора струму статора так, що підсистема регулювання напруги є набагато повільнішою відносно підсистеми регулювання струму. Обґрунтовано налаштування регуляторів напруги і струму для досягнення необхідного розділення в часі виходячи з “найгіршого випадку”, оскільки динамічні процеси регулювання напруги залежать від кутової швидкості, величини потокозчеплення і навантаження.

2. Розроблено новий метод лінеаризуючого зворотним зв'язком керування напругою ЛПС, яке синтезується на основі рівняння балансу потужностей електромеханічного перетворення енергії і вперше забезпечує лінійну (квазілінійну) динаміку підсистеми регулювання напруги незалежно від змін кутової швидкості, модуля вектора потокозчеплення ротора і струму навантаження.

3. Розроблено метод прямого векторного керування підсистемою потокозчеплення АГ, який передбачає формування композитної структури у вигляді зв'язаних підсистем регулювання оціненого модуля вектора потокозчеплення і його оцінювання на основі нового робастного спостерігача вектора потокозчеплення ротора зниженого порядку (3-го порядку) з

властивістю глобальної експоненційної стійкості, яка досягається завдяки синтезованій за допомогою другого методу Ляпунова структурі зворотних зв'язків спостерігача, за рахунок чого забезпечується асимптотичне регулювання модуля вектора потокозчеплення, асимптотична полеорієнтація та робастність системи до варіацій активного опору ротора.

4. Теоретично обґрунтовано структуру коригуючих зворотних зв'язків адаптивного спостерігача, яка вперше, на відміну від існуючих, враховує насичення магнітної системи АГ і завдяки цьому гарантує спостерігачу локальну експоненційну асимптотичну стійкість, необхідну для конструювання адаптивної системи керування АГ із застосуванням нелінійного принципу розділення.

Практичне значення отриманих результатів роботи полягає в розвитку теоретичної бази для розробки і проектування систем генерування електричної енергії на основі полеорієнтованого АГ, а також розробці технічних та програмних засобів для їх дослідження і практичної реалізації. При виконанні дисертаційної роботи отримано наступні практичні результати:

1. Розроблені алгоритми векторного полеорієнтованого керування автономним АГ з врахуванням насичення магнітної системи дозволяють підвищити показники якості регулювання напруги ЛПС та потокозчеплення ротора, а також коефіцієнт корисної дії (ККД) до 10% в умовах дії навантаження та параметричних збурень.

2. Розроблений адаптивний спостерігач з врахуванням насичення магнітної системи АГ може використовуватись як для побудови адаптивних систем векторного керування АГ так і для початкової ідентифікації опору ротора при ініціалізації системи у складі функції самоналаштування.

3. Створено пакет моделюючих програм та експериментальні установки з АГ потужністю 2.2 кВт та 5.5 кВт, які дозволяють виконувати повномасштабні експериментальні дослідження алгоритмів керування з метою їх промислового впровадження.

4. Результати роботи впроваджено: в ТОВ «Політехносервіс» (м. Бровари) та в освітній процес Національному технічному університеті України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського» при викладанні дисциплін: «Електромеханічні системи в екологічно чистих технологіях» і «Робастне та адаптивне керування в електромеханічних системах».

Особистий внесок здобувача. Наукові положення та результати, викладені в дисертації, отримані автором особисто. У наукових працях, опублікованих у співавторстві, автору належить: у роботі [1] – розробка алгоритму керування напругою ЛПС, проведення експериментальних досліджень системи керування АГ; [2] – дослідження алгоритмів векторного керування АГ методом математичного моделювання та на експериментальній установці; [3,7] – синтез системи векторного керування машиною подвійного живлення, проведення експериментальних досліджень та математичного моделювання; [4,11] – дослідження шляхом математичного моделювання інваріантної до варіацій активного опору ротора системи векторного керування асинхронним двигуном; [5] – математичне моделювання гібридного джерела живлення, [6, 8] – синтез алгоритмів векторного керування АГ, проведення математичного моделювання та експериментальних досліджень; [9] – математичне моделювання системи бездавачевого векторного керування АГ; [10] – дослідження впливу нелінійності магнітної системи АГ, проведення експериментальних досліджень та математичного моделювання.

Апробація результатів дисертації. Основні положення дисертаційної роботи доповідалися і обговорювалися на міжнародних конференціях, зокрема: «International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles and International Transportation Electrification Conference», ESARS-ITEC (Франція, м. Тулуза, 2016 р.); «International Conference on Intelligent Energy and Power Systems», IEPS (м. Київ, 2016 р.); «Проблеми енергоресурсозбереження в електротехнічних системах. Наука, освіта і практика» (м. Кременчук, 2016 р.); «Оптимальне керування електроустановками», ОКЕУ (м. Вінниця, 2017 р.); «First Ukraine Conference on

Electrical and Computer Engineering», UKRCON (м. Київ, 2017 р); «IEEE 6th International Conference on Energy Smart Systems», ESS (м. Київ, 2019 р.).

Публікації. Основний зміст дисертаційної роботи відображено в 11 наукових публікаціях, в тому числі 5 статей у наукових фахових виданнях (з них 2 статті у виданнях України, які включено до міжнародних наукометричних баз, з них 1 стаття у виданні категорії «А»), 6 тез доповідей в збірниках матеріалів конференцій.

Структура та обсяг дисертації. Дисертація складається із змісту, переліку умовних позначень та скорочень, вступу, п'яти розділів з висновками, загальних висновків, списку використаних джерел із 171 найменувань та 4 додатків. Загальний обсяг роботи складає 214 сторінок, до якого входять 154 сторінок основного тексту, 72 рисунки та 6 таблиць.

РОЗДІЛ 1

АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД СИСТЕМ ГЕНЕРУВАННЯ НА ОСНОВІ АСИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА

1.1 Загальні відомості про системи генерування електричної енергії

Генерування електроенергії передбачає її виробництво шляхом перетворення з іншого виду енергії за допомогою спеціальних технічних засобів (наприклад, електричних машин). В якості первинного джерела енергії можуть бути використані традиційні (невідновлювані) та нетрадиційні (відновлювані) джерела. Невідновлюваними джерелами енергії є нафта, вугілля та природний газ, які широко використовуються на сучасному етапі розвитку суспільства, але запаси їхні обмежені [1], [2]. До відновлювальних джерел відносять енергію вітру, води, сонця та біомаси.

В більшості систем генерування передбачається, що вихідний вал первинного рушія (вітротурбіна, гідротурбіна, дизельний двигун) є механічно з'єднаним з електричною машиною (ЕМ), яка працює в режимі генератора. При цьому швидкість первинного рушія може бути стабілізованою за рахунок окремої системи керування, або змінною. Системи генерування при змінній швидкості валу дозволяють підвищити коефіцієнт використання первинного джерела енергії, тому є більш перспективними.

На рис. 1.1 показана класифікація типових ЕМ, які використовуються для генерування електроенергії.

Генератори на основі ЕМ постійного струму, типові конфігурації яких розглянуто в [3], [4], сьогодні не знаходять розповсюдження через їх низьку надійність, високу вартість та низькі масогабаритні показники.

Синхронні генератори із електромагнітним збудженням застосовуються у великій гідроенергетиці, теплових та атомних електростанціях, їх потужність сягає 1200 МВт. Як правило такі машини називають турбогенераторами, оскільки в них ЕМ конструктивно поєднується з валом парової чи газової турбіни.

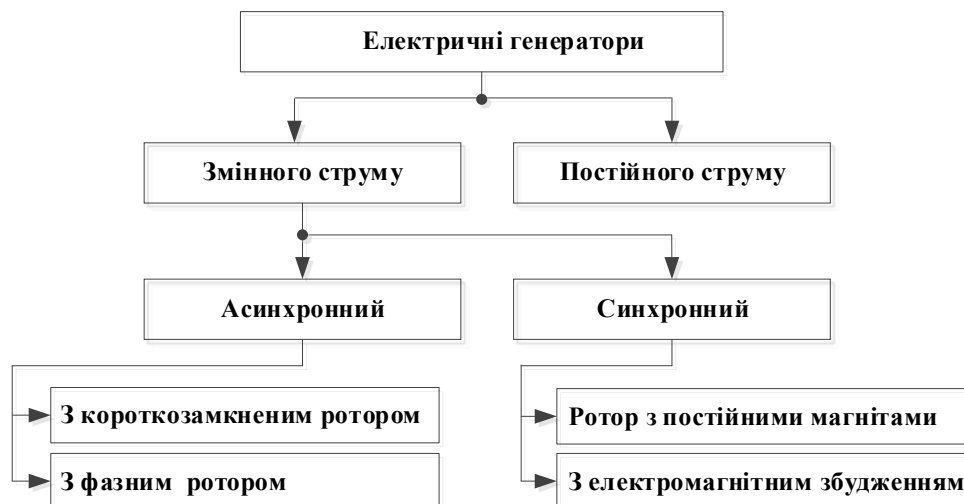


Рисунок 1.1 – Класифікація електричних генераторів

В системах генерування в діапазоні потужностей до декількох мегават (вітроенергетика та мала гідро-енергетика) найбільше розповсюдження мають синхронні генератори зі збудженням від постійних магнітів, а також асинхронні генератори на основі машини подвійного живлення або на основі асинхронних машин з короткозамкненим ротором.

Необхідно відзначити, що окрім електричної машини, важливим елементом сучасних систем генерування є засоби напівпровідникової силової електроніки, завдяки яким існує можливість перетворення параметрів вихідної електричної енергії. Це дозволяє керувати електромеханічними перетворювачами в умовах змінної швидкості приводного валу з метою забезпечення заданих параметрів вихідної напруги, підключати до мережі змінного струму джерела, на виході яких формується постійна напруга, наприклад сонячні панелі [5], [6].

Розглянемо основні конфігурації схем генерування на основі синхронних генераторів з постійними магнітами та асинхронних генераторів.

1.2 Конфігурації систем генерування електричної енергії на основі машин змінного струму з напівпровідниковими перетворювачами

Синхронні генератори з постійними магнітами (СППМ). Системи генерування електроенергії на базі синхронних генераторів (СГ), конфігурація

яких передбачає роботу з фіксованою швидкістю, вимагають зовнішнього пристрою синхронізації у вигляді регулятора швидкості первинного рушія. Такі системи працюють з навантаженням, підключеним безпосередньо до статора СГ.

Процес перетворення механічної енергії в електричну в такій системі наступний: при обертанні ротора від первинного рушія на статорних обмотках створюється трифазна електрична напруга, яка підключається безпосередньо або через трансформатор до мережі. Особливістю роботи СГ на мережу без перетворювача є необхідність підтримання синхронної швидкості за рахунок дії системи регулювання швидкості первинного рушія так, щоб виключити «випадіння» генератора з синхронізму [7].

При роботі зі змінною швидкістю СГ підключається до мережі через два перетворювача з проміжною ланкою постійного струму [8], як зображено на рис. 1.2. В якості навантаження може бути мережа або автономні споживачі змінного струму.

Повністю керований випрямляч на статорі СГПМ забезпечує регулювання моменту СДПМ. При цьому рівень відбору потужності може бути регульованим за рахунок формування заданого моменту та узгодженого обмеження вихідного струму інвертора, який працює на мережу. Напруга ланки постійного струму в такій конфігурації стабілізується за рахунок вихідного інвертора напруги. В загальному випадку, швидкість обертання первинного рушія може бути змінною, що дає можливість оптимізувати відбір потужності від первинного джерела.

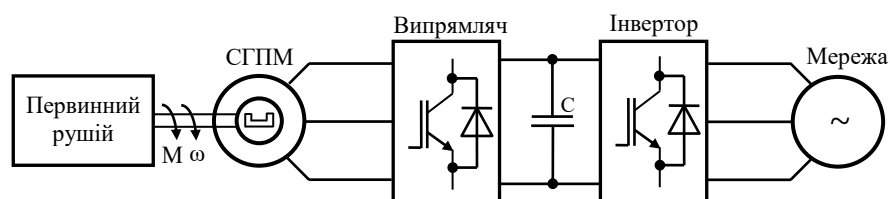


Рисунок 1.2 – Конфігурація системи генерування з СГПМ при роботі зі змінною швидкістю обертання вала генератора

Розглянута конфігурація системи генерування енергії на основі СГПМ розглядається як одна із найбільш перспективних, наприклад, у вітроенергетиці і набула найбільшого розповсюдження в останні роки.

Разом з тим необхідно зазначити, що вартість СГПМ є значно вищою за вартість АГ, що обумовлено використанням рідкоземельних магнітних матеріалів, які мають дуже обмежене походження, та їхня вартість постійно зростає. Тенденція до зниження використання дорогих рідкоземельних магнітів призвела до відновлення інтересу до розробки сучасних систем генерування на основі асинхронних машин.

Асинхронні генератори (АГ). Системи генерування на основі АГ [9]–[14], класифікують на два типи: на основі машини подвійного живлення (МПЖ) та асинхронної машини з короткозамкненим ротором (АГ з КЗ ротором).

Система генерування на основі МПЖ, що зображена на рис. 1.3 в загальному випадку передбачає роботу із змінною швидкістю, потребує перетворювача в колі ротора часткової потужності, яка пропорційна потужності ковзання, що як правило складає (20 - 30 %) від номінальної потужності АГ [12], [15], [16].

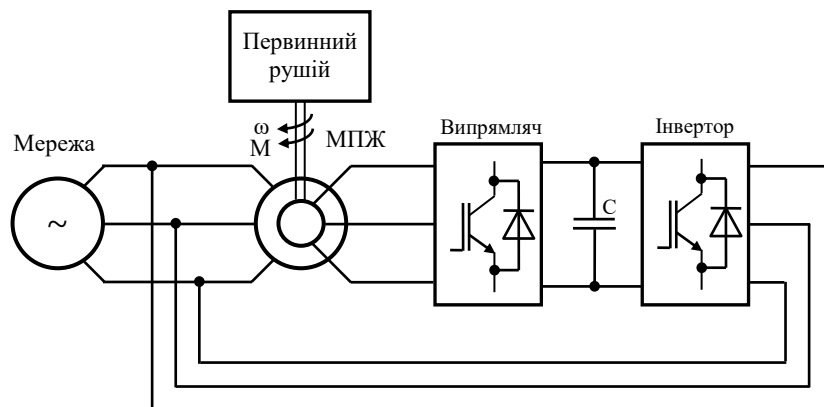


Рисунок 1.3 – Конфігурація системи генерування з МПЖ

Можливість керування повним потоком потужності за допомогою перетворювача часткової потужності є головною перевагою систем генерування на основі МПЖ, що забезпечує її широке використання. Важливим також є те, що при векторному керуванні МПЖ забезпечується:

- а) можливість регулювання моменту та реактивної потужності статора;
- б) синусоїдність струмів статора і роторного кола з «малим» складом вищих гармонік;
- в) регулювання коефіцієнту потужності роторного кола за умови відповідного керування АС-DC-АС перетворювачем ротора так, що система генерування для мережі буде мати, наприклад, чисто активний характер.

Основним недоліком генеруючих систем на основі МПЖ є обмежений діапазон змін кутової швидкості, який визначає потужність АС-DC-АС перетворювача ротора. Наявність контактних кілець фазного ротора також є недоліком цих систем [17], [18], але умови їх роботи набагато сприятливіші за існуючі в щітково-колекторному вузлі машин постійного струму. В найбільш сучасних генеруючих системах використовуються безконтактні МПЖ з додатковою керованою машиною змінного струму на роторі [19].

Система генерування на основі АГ з КЗ ротором. Найбільш прості системи генерування енергії на основі АГ з КЗ ротором, статор якого підключено до мережі (рис. 1.4, а), працюють по принципу нерегульованого асинхронного електроприводу в генераторному режимі [20]–[22]. Для цього швидкість первинного рушія встановлюють вище синхронної, наприклад, у вітрогенераторах стабілізація швидкості обертання ротора забезпечується зміною кута повороту лопатей [23]. Такі системи є найбільш дешевими, але не дозволяють забезпечити якісне керування процесом генерації енергії.

Для живлення автономного навантаження змінного струму використовуються АГ з ємнісним збудженням, як це показано на рис. 1.4, б. Для підтримання генерованої частоти і напруги необхідно регулювати значення ємності і струму навантаження відповідно до складних нелінійних залежностей [24], [25]. Така система не забезпечує необхідної точності регулювання напруги та частоти як в статиці, так і в динаміці [26]–[32].

В [33] досліджено релейний спосіб керування вихідною напругою АГ з самозбудженням при врахуванні кривої намагнічення. Недоліком такого способу керування є наявність коливального режиму при паралельному

під'єднанні змінного активного трифазного навантаження до статорних обмоток АГ.

В роботах присвячених АГ з самозбудженням [34], [35], що працює на автономне навантаження в умовах варіації швидкості обертання ротора в 5 % від номінальної, система керування не забезпечує стабілізацію частоти генерованого струму, але стабілізує вихідну напругу при під'єднанні активного чи активно-індуктивного навантаження. Генератор працює по принципу звичайного ємнісного самозбудження, з різницею, що ємності мають два призначення: одна призначена для компенсації реактивної потужності навантаження, а інша для створення ємнісного струму намагнічування АГ.

В [36] представлено спосіб визначення втрат в сталі, що виникають в режимі глибокого насичення у АГ, а також призводять до зменшення перевантажувальної здатності генератора.

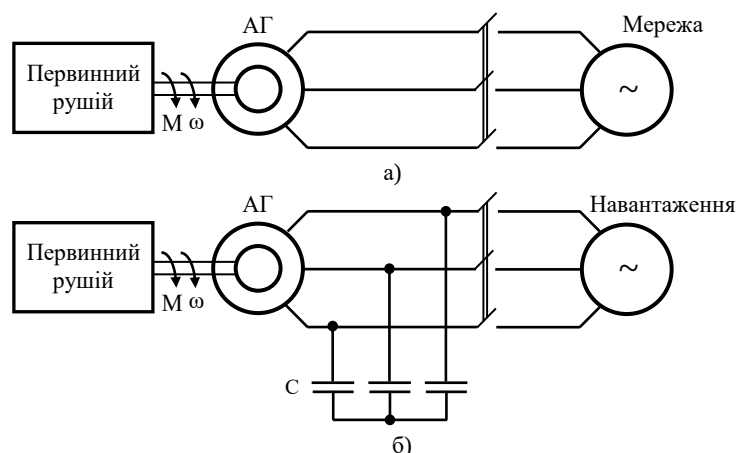


Рисунок 1.4 – Конфігурація системи генерування з АГ з КЗ ротором при роботі з фіксованою швидкістю обертання а) підключення до мережі, б) автономне навантаження

Систему на основі полеорієнтованого АГ, яка базується на принципах векторного керування [7] або прямого керування моментом (DTC) [8] і фактично є на сьогодні промисловим стандартом систем генерування електричної енергії на основі АГ, представлено на рис. 1.5. Така конфігурація передбачає можливість роботи із змінною швидкістю первинного рушія, тому,

як і у випадку використання СГПМ чи МПЖ, вона забезпечує максимальну ефективність первинного рушія та електричного генератора.

У випадку використання полеорієнтованого АГ в автономному режимі, система керування забезпечує регулювання напруги ланки постійного струму за рахунок впливу на момент АГ.

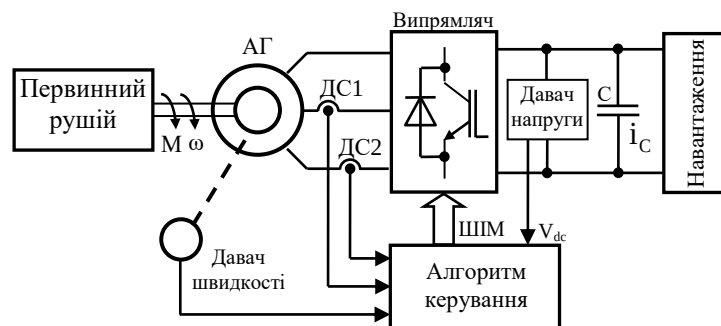


Рисунок 1.5 – Структура системи генерування

Для забезпечення роботи полеорієнтованого АГ на мережу змінного струму використовується стандартна структура з подвійним перетворенням (AC-DC-AC), яку представлено на рис. 1.6.

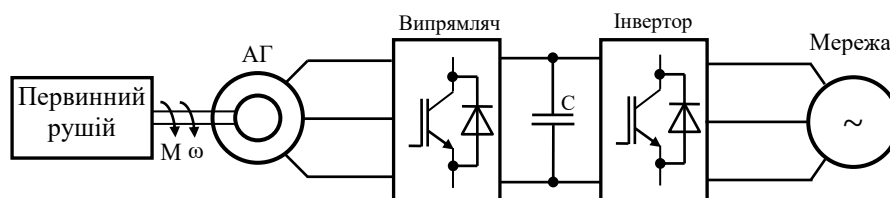


Рисунок 1.6 – Конфігурація системи генерування з АГ при подвійному перетворенні (AC-DC-AC)

Перетворювач, який під'єднано до статорних обмоток АГ, забезпечує регулювання потокозчеплення та моменту, а перетворювач, який під'єднано до мережі, керує напругою постійного струму та компонентами струму мережі [37], [38]. Така структура керування подібна до стандартної системи електроприводу з АД.

Конфігурація системи генерування на основі полеорієнтованого АГ, яку показано на рис. 1.6 є структурно подібною до конфігурацій, які базуються на СГПМ (рис. 1.2) та МПЖ (рис. 1.3). Разом з тим, у порівнянні з системою на основі СГПМ, вартість такої системи буде нижчою за рахунок використання недорогої асинхронної машини з короткозамкненим ротором.

Проблема керування полеорієнтованим асинхронним генератором активно обговорюється в наукових публікаціях починаючи з 1990х.

В [39]–[41], розглядаються концепції керування в системі генерування, що базуються на полеорієнтуванні за векторами потокозчеплення ротора та статора. Концептуально підходи векторного керування АГ подібні до тих, які використовували для асинхронних двигунів (АД).

Стандартна структура системи генерування повторює систему керування кутовою швидкістю у векторно-керованому електроприводі, в якій ПІ-регулятор швидкості (рис. 1.7 а) замінений ПІ-регулятором напруги ланки постійного струму (рис. 1.7 б). Схожість двох систем обумовлена тим, що виходи двох регуляторів формують сигнал завдання на момент електричної машини. Підсистема потокозчеплення в системі генерації та електроприводу є однаковою та базується на прямому чи непрямому полеорієнтуванні.

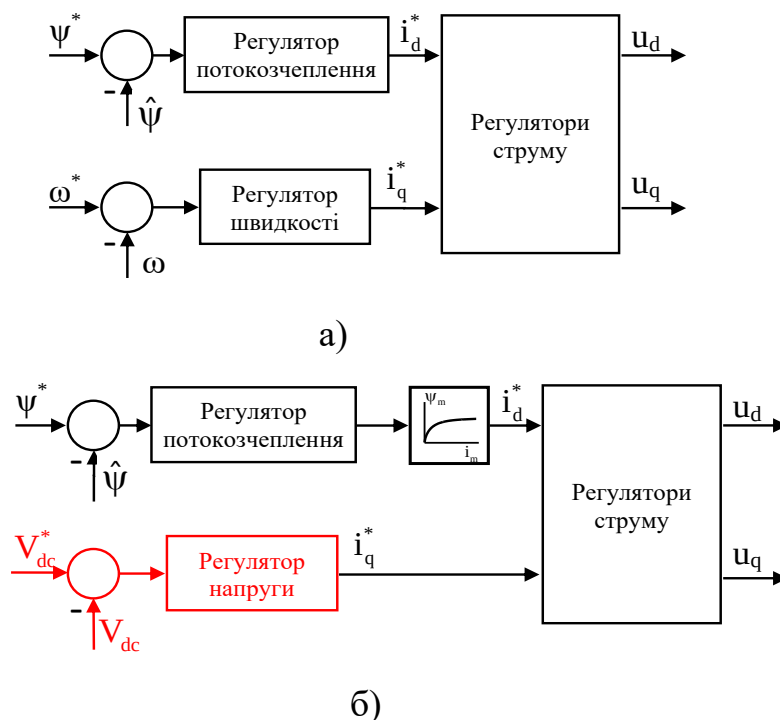


Рисунок 1.7 – Ідея побудови регулятора напруги

Однак, така подібність слідує зі спрощеного розгляду динаміки напруги ланки постійного струму, яка є нелінійною та розраховується з балансу потужності системи «АГ-перетворювач». Динаміка кутової швидкості АД є лінійною за умови ідеальності полеорієнтації та постійного потокозчеплення, в той час як динаміка напруги ланки постійного струму є нелінійною навіть для постійного потокозчеплення та постійної швидкості обертання валу генератора через наявність нелінійних компонентів, що пропорційні активним втратам. Лінійний ПІ-регулятор напруги для постійної швидкості та потокозчеплення може бути застосований, якщо активні втрати ігноруються та розглядаються як контрольовані залежності [42]. Типовий підхід до проектування таких систем ґрунтується на лінеаризації динаміки напруги [43], [44] та методах керування для лінійних систем, таких як підхід частотного керування, підпорядковане керування, керування на базі функцій Ляпунова тощо.

Для покращення динаміки регулювання напруги з ПІ-регулятором були запропоновані різні модифікації нечітких регуляторів [45], [46]. У більшості випадків враховується ефект насичення в моделі АГ при зміні кутової швидкості та потокозчеплення в режимах ослаблення поля та оптимізації втрат. Наскільки добре відомо авторів, перший нелінійний ПІ регулятор напруги запропоновано в [40], в якому зміни швидкості та потокозчеплення компенсуються при формуванні моментотворюючої компоненти вектора струму статора, а також запропоновано новий спостерігач вектора потокозчеплення, який враховує ефект насичення, для досягнення прямої полеорієнтації за потокозчепленням ротора. В [45] автори використовують рівняння статичного балансу потужності та компенсацію лінеаризуючим зворотним зв'язком за напругою.

Дослідження ряду робіт зосереджені на алгоритмах оптимізації ефективності АГ з використанням сучасних моделей електричних машин з урахуванням загальних втрат та насичення магнітної системи асинхронної машини. У роботі [47] наведено підхід, що ґрунтується на оптимізації коефіцієнту корисної дії (ККД) векторного керування АГ при непрямому

полеорієнтуванні. Алгоритм оптимізації на основі нечіткої логіки використовується, щоб мінімізувати внутрішні втрати АГ. В [48] пропонується нова формула втрат, що отримана з балансу вхідної та вихідної потужностей. Алгоритм оптимізації дозволяє обчислити оптимальне значення поточкозчеплення, що формує завдання для регулятора поточкозчеплення. Наведені результати, а також інші методи оптимізації, зокрема [49], базуються на регулюванні рівня поточкозчеплення як функції моменту та вимагають точного регулювання поточкозчеплення, в тому числі за наявності параметричних збурень.

Роботи [40], [43], [39], [50] внесли значний розвиток у векторне керування АГ. В роботі [40] розроблено нелінійний регулятор поточкозчеплення з врахуванням насичення магнітної системи АГ та ПІ-регулятор напруги ланки постійного струму, що підтримує напругу на заданому рівні при змінній швидкості ротора з підключенням навантаження до ланки постійного струму.

У [43] викладено систематизований аналіз векторного керування напруги в ланці постійного струму на основі лінеаризованої моделі АГ.

Роботи [51]–[59] присвячені АГ з вентильним збудженням, який працює на автономне навантаження. В [51]–[53] розвинуто теорію АГ в складі зварювальних комплексів. В [54]–[56] розглянуто математичну модель АГ. В [57]–[59] представлено алгоритм векторного керування автономним АГ з ПІ-регулятором напруги ланки постійного струму.

У [60] запропонований енергоефективний метод векторного керування АГ, особливістю якого є наявність регулятора поточкозчеплення на основі нечіткої логіки, що регулює струм по осі d у відповідності до моменту.

У оглядових роботах [61], [62] автори представили шляхи вирішення задачі керування АГ на основі сучасних методів керування, таких як: лінеаризація зворотним зв'язком [63]–[67], зворотно покрокова процедура синтезу (backstepping) [68], адаптивний метод для відстеження максимальної потужності вітрової турбіни [69], метод оптимального керування [70], метод непрямого векторного керування [71], методи теорії систем зі змінною

структурою [72]–[74], метод нечіткої логіки [75], [76], [77], керування на основі принципу пасивності [78].

В [77] досліджено проблему підвищення якості векторно-керованих АГ, використовуючи метод нечіткої логіки, та чисельно отримано закон формування модуля вектора потокозчеплення ротора, що максимізує потужність АГ за умов обмежень струму та напруги статора.

В [79] автори запропонували новий алгоритм векторного керування напругою АГ, заснований на методі лінеаризації зворотним зв'язком. На відміну від існуючих рішень, запропонований регулятор забезпечує лінійну динаміку похибки регулювання напруги ланки постійного струму, компенсує зміни потокозчеплення та кутової швидкості, а також враховує в алгоритмі нелінійність динаміки напруги ланки постійного струму, магнітної системи АГ.

1.3 Проблема чутливості алгоритмів векторного керування до параметричних збурень

Системи векторного керування асинхронними машинами вимагають інформації про його електричні (та механічні при керуванні двигуном) параметри, які в загальному випадку не є постійними.

Активні опори статора і ротора змінюються внаслідок нагріву обмоток електричної машини під час її роботи. При цьому зміни активного опору статора відбувається в меншому діапазоні внаслідок значно кращих умов його охолодження. При цьому варіації активного опору статора не здійснюють суттєвого впливу на процеси керування координатами, так як вони компенсуються інтегральними складовими регуляторів струму. Активний опір ротора може змінюватися в значно ширшому діапазоні, за різними оцінками до 100% від номінального значення. Структурно активний опір ротора входить в рівняння динаміки кутового положення синхронної системи координат при непрямому векторному керуванні, а також в рівняння спостерігачів магнітного потоку в системах прямого векторного керування асинхронною машиною. Тому варіації активного опору роторного кола призводять до порушення

полеорієнтування деградації показників якості керування потокозчепленням та механічними координатами, зниження ККД системи [80].

Значення індуктивності намагнічуючого контура є постійним лише при роботі з постійним потокозчепленням, наприклад в номінальній точці. Внаслідок нелінійності кривої намагнічування, зміна рівня потокозчеплення, наприклад для реалізації енергоефективних керувань, призводить до зміни індуктивностей намагнічуючого контура, статора і ротора. В залежності від форми кривої намагнічування, значення індуктивності намагнічуючого контура може змінюватися в 2 – 3 рази при зміні потокозчеплення в робочому діапазоні.

Методи робастного керування [81]–[83] можуть бути використані у випадку, коли повний вектор стану системи є доступним для вимірювання. Якщо вектор стану вимірюється не повністю, то досягнення властивостей робастності при регулюванні невимірюваних координат є складною задачею.

В роботі [84] показано, що властивості робастності системи векторного керування можуть бути досягнуті при використанні теорії систем з "великим" підсиленням. В роботах [85]–[89], які базуються за узагальненнях застосування нелінійного принципу розділення [90], отримано рішення задачі керування модулем вектора потокозчеплення та кутовою швидкістю АД при непрямому полеорієнтуванні. Розроблені алгоритми непрямого векторного керування забезпечують асимптотичне полеорієнтування керування за вектором потокозчеплення ротора, глобальне асимптотичне відпрацювання заданих траєкторій кутової швидкості та модуля вектора потокозчеплення ротора, асимптотичну розв'язку процесів керування моментом та модулем вектора потокозчеплення, асимптотичну лінеаризацію підсистем керування кутовою швидкістю та модулем вектора потокозчеплення ротора, а також підвищені властивості робастності до варіацій активного опору роторного кола. Такі властивості систем векторного керування раніше досягалися в роботах [91], [92] в умовах припущень про повністю вимірюваний вектор стану АД. Властивості робастності алгоритму [88] досягається за рахунок забезпечення властивостей глобальної експоненційної стійкості підсистемі керування

модулем вектора потокозчеплення, за рахунок введення в алгоритм керування від'ємного зворотного зв'язку за похибкою відпрацювання польової компоненти вектора струму статора. Для забезпечення ефективності такого зв'язку, регулятор польової компоненти струму статора модифіковано шляхом виключення інтегральної складової. Підвищені властивості робастності, покращеного алгоритму непрямого векторного керування [88] підтверджено результатами повномасштабних експериментальних досліджень [93].

Полеорієнтування в системах прямого векторного керування здійснюється на основі інформації про компоненти вектора потокозчеплення ротора, які отримуються від асимптотичного спостерігача. Тому властивості робастності систем прямого векторного керування визначаються відповідними властивостями спостерігача [94]–[97], [98]–[102], в той час як в системах непрямого векторного керування – лише параметрам роторного кола асинхронної машини [103]–[105].

Питання підвищення властивостей робастності спостерігачів магнітного потоку розглядаються в багатьох наукових школах, що зокрема видно з ряду найбільш значущих публікацій [106], [94]–[97], [107], [108], [81], [82], [100]–[102].

В роботах [109], [110], [111]–[113] представлено спостерігачі та алгоритми векторного керування на їх основі, які базуються на використанні теорії систем зі змінною структурою. Подальший розвиток спостерігачів із ковзними режимами дано в [114]–[116], де теоретично та експериментально показано, що розроблені спостерігачі та алгоритми керування АД на їх основі забезпечують властивості інваріантності по відношенню до варіацій активного опору ротора в обмеженому діапазоні. Використання методів штучного інтелекту розглянуто в [117], [118].

Подальшим розвитком результату [88] є роботи [119]–[121] в яких для досягнення властивостей експоненційної стійкості підсистеми потокозчеплення та робастності при прямому полеорієнтуванні використовується коригуючий зв'язок за похибкою оцінювання польової компоненти вектора струму статора.

Введення спостерігача польової компоненти вектора струму статора дозволило, на відміну від результату [88], ввести інтегральну складову в регулятор польового струму, що підвищило властивості робастності системи векторного керування до неідеальностей інвертора та варіацій активного опору статора.

Компенсація варіацій активних опорів може виконуватися з використанням теорії адаптивних систем. Разом з тим, існуючі загальні аналітичні рішення з адаптивного керування [122]–[127] можуть широко застосовуватися для лінійних об'єктів, і мають обмежене застосування для нелінійних, до яких відноситься і асинхронна машина. Серед методів адаптивного керування, які можуть застосовуватися до нелінійних об'єктів можна виділити: класичний підхід на основі теорії гіперстійкості [124], непряме та пряме адаптивне керування [81].

Існуючі методи прямого адаптивного керування нелінійними об'єктами [81], [82], [128], [129] можуть застосовуватися коли повний вектор простору стану доступний для вимірювання [130]. При частково-вимірюваному векторі простору стану методи теорії адаптивного керування нелінійними об'єктами до кінця ще не розроблені. В роботі [131] показано, що нелінійна модель асинхронної машини має такі структурні властивості, які за умов неповного вимірювання вектору стану та параметричної невизначенності роторного кола не дозволяють отримати пряме рішення задачі адаптивного керування на основі застосування існуючих аналітичних методів.

Проблемі адаптивного керування АД присвячено значну кількість публікацій, зокрема роботи [132], [133], [134], [99], [135]. Разом з тим необхідно зазначити, що переважна більшість алгоритмів ідентифікації активного опору ротора та спостерігачів вектора потокозчеплення не мають строгого теоретичного обґрунтування, а ті, які доведено теоретично дуже складні в практичній реалізації та налаштуванні.

Перші алгоритми ідентифікації активного опору роторного кола, для яких строго теоретично доведено властивості глобальної експоненційної стійкості представлено в роботах [99], [136]–[138]. Результати експериментальних

досліджень цих алгоритмів в [99], [135] підтвердили їх ефективність для компенсації змін активного опору роторного кола.

Одним з найвідоміших адаптивних спостерігачів, відомий як спостерігач Матсусе представлено в роботах [133], [134], проте без теоретичного доведення його стійкості. Разом з тим, у порівнянні з теоретично обґрунтованими рішеннями [131], [136]–[138], він є набагато простішим для практичної реалізації та налаштування.

Теоретично обґрунтовані алгоритми прямого адаптивного векторного керування вперше представлено в [131], [132], [139]. Адаптивний алгоритм [131] гарантує глобальне асимптотичне відпрацювання заданих траєкторій кутової швидкості і потоку в умовах невідомого постійного моменту навантаження і невідомого опору роторного кола, що підтверджено результатами експериментального тестування.

Головним недоліком алгоритмів адаптивного керування АД [131], [132], [139], [140] є їх складність і чутливість до варіацій інших параметрів АД, зокрема до варіацій активного опору статора.

Таким чином, вирішення проблеми чутливості систем векторного керування до варіацій активного опору ротора існує для асинхронних електроприводів, в яких відбувається відпрацювання (регулювання) модуля вектора потокозчеплення ротора та механічних координат. В той час як для систем генерування на основі АГ ця проблема залишається відкритою, особливо враховуючи той факт, що динаміка регулювання вихідної координати системи генерування – напруги ланки постійного струму, на відміну від динаміки кутової швидкості, є нелінійною. Так як система векторного керування є структурно подібною до систем керування кутовою швидкістю АД, а фізика роботи систем генерування передбачає роботу на ненульовій швидкості, то підсистема потокозчеплення може бути робастифікована з використанням підходів, які викладені в роботах [88], [121], [141].

Робастний до змін активного опору ротора алгоритм непрямого векторного керування АГ, який базується на результатах [88], [141] та

забезпечує робастну стабілізацію динамічних показників системи та покращену енергетичну ефективність процесів електромеханічного перетворення енергії вперше представлено в [142]. Робастність забезпечується шляхом формування додаткових зворотних зв'язків за похибкою оцінювання польової компоненти струму статора в підсистемі потокозчеплення.

Опубліковані на сьогоднішній день дослідження встановили як теоретичні, так і практичні основи створення систем векторного керування АГ, для задоволення вимог широкого спектру застосувань. Разом з тим, більшість алгоритмів базуються на сильних спрощувальних припущеннях (нехтуванням нелінійною динамікою, лінеаризовані моделі АГ тощо). Окрім того, властивості стійкості існуючих замкнених систем теоретично не доведені, тому їх працездатність в умовах параметричних збурень вимагає додаткових досліджень. Робастність та адаптація до зміни параметрів АГ залишається відкритим завданням для дослідження.

До параметричних збурень відносять також варіації індуктивностей статора, ротора і намагнічування в наслідок насичення магнітної системи АД. Для спеціальних ЕМ, що спроектовані для задач частотного і векторного керування, прийнято вважати, що номінальне значення потоку відповідає лінійній ділянці кривої намагнічування [143]. Врахування ефекту насичення магнітної системи АД призводить до ускладнення математичних моделей, що ускладнює їх використання для цілей керування [144], [145]. Спрощені способи врахування насичення наведені в [146]–[148]. Питання підвищення робастності регулювання механічних координат АД по відношенню до похибок регулювання потокозчеплення розглянуто в [149], [150]. Врахування насичення асинхронної машини при розробці робастних та адаптивних систем векторного керування АГ формує окрему задачу дослідження.

Висновки до розділу 1

Аналітичний огляд показав, що для живлення автономних споживачів використовуються системи векторно-керованих АГ зі стабілізацією вихідної

напруги, які мають типову структуру систем векторного керування кутовою швидкістю асинхронного електроприводу, в яких регулятор швидкості замінено на регулятор напруги ланки постійного струму. Такі системи, хоча і задовольняють вимоги значної кількості застосувань, базуються на суттєвих спрощуючих припущеннях, основним з яких є нехтування нелінійною динамікою асинхронної електричної машини і процесів формування напруги ланки постійного струму за допомогою АС-DC підвищуючого перетворювача. У зв'язку з цим типові структури систем векторного керування АГ не мають строгого теоретичного обґрунтування, результуючі рівняння динаміки регулювання напруги залежать від кутової швидкості і модуля вектора потокозчеплення. Нелінійністю магнітного кола нехтують, що призводить до похибок регулювання модуля вектора потокозчеплення. Незважаючи на існування досить точних математичних моделей насичених асинхронних машин розроблених E. Levi, вирішення повного комплексу задач векторного керування координатами АГ з врахуванням насичення до цього часу в літературі не представлено.

Стандартні методи полеорієнтованого векторного керування, як непрямого, так і прямого є чутливими до параметричних збурень роторного кола АГ, основним із яких є варіації активного опору ротора, що призводить до порушення умов полеорієнтування і, як наслідок, до деградації динамічних показників якості керування та зниження енергетичної ефективності процесів електромеханічного перетворення енергії.

Таким чином в результаті аналітичного огляду показано, що теорія векторного керування АГ відрізняється від існуючої для систем електроприводу, що обумовлює актуальність розробки методів синтезу та аналізу систем полеорієнтованого векторного керування АГ з підвищеними динамічними та енергетичними характеристиками.

Отже, розвиток теорії синтезу та аналізу систем векторного полеорієнтованого керування автономними асинхронними генераторами, спрямований на підвищення їх статичних та динамічних характеристик за

рахунок розробки і впровадження методів робастного та адаптивного керування з врахуванням насичення магнітної системи електромеханічного перетворювача. є метою даної роботи. Для досягнення поставленої мети вирішувалися такі основні задачі:

- аналіз існуючих методів векторного полеорієнтованого керування АГ з метою обґрунтування необхідності вирішення науково-прикладної задачі, яка розглядається в роботі.

- теоретичний аналіз і дослідження властивостей стійкості та характеристик систем векторного керування насиченими АГ в стандартній конфігурації з лінійними пропорційно-інтегральними регуляторами струмів і напруги.

- розробка нових методів векторного керування підсистемою потокозчеплення АГ, які дозволяють синтезувати робастні до варіацій активного опору ротора алгоритми регулювання вектора потокозчеплення ротора в системах з прямим та непрямым полеорієнтуванням.

- розробка методу синтезу лінеаризуючого зворотним зв'язком алгоритму керування напругою ланки постійного струму, який в умовах досягнення полеорієнтування гарантує асимптотично лінійну динаміку підсистеми регулювання напруги.

- розвиток теорії адаптивного керування асинхронними машинами для систем генерування електричної енергії шляхом побудови адаптивних до варіацій активного опору ротора систем з адаптивним спостерігачем, який враховує насичення магнітного кола АГ.

- створення пакету моделюючих програм та експериментальних установок, проведення повномасштабних експериментальних досліджень динамічних та статичних характеристик розроблених систем керування АГ.

РОЗДІЛ 2

ВЕКТОРНЕ КЕРУВАННЯ АСИНХРОННИМ ГЕНЕРАТОРОМ В УМОВАХ ВРАХУВАННЯ НАСИЧЕННЯ МАГНІТНОЇ СИСТЕМИ

Метою даного розділу є розробка методу синтезу алгоритму векторного керування АГ з орієнтацією за вектором потокозчеплення ротора в умовах врахування насичення магнітної системи. Метод синтезу ґрунтується на формуванні результуючих рівнянь динаміки похибок відпрацювання змінних стану у формі декомпозиції вихідної нелінійної моделі асинхронного генератора на дві квазірозв'язані нелінійні підсистеми керування напруги в ланці постійного струму та потокозчеплення ротора. Розроблений метод дозволяє:

- теоретично обґрунтувати алгоритм непрямого векторного керування асинхронним генератором без врахування насичення магнітної системи [79];
- синтезувати непряме векторне керування з врахуванням насичення магнітної системи [151];

Основні результати цього розділу опубліковано в роботах [79], [151].

2.1 Математична модель АГ. Постановка задачі синтезу алгоритму векторного керування

Стандартна математична модель асинхронної електричної машини, яка враховує нелінійність контура намагнічування, представлена в [152], [153]. Вона базується на припущеннях, що насичується лише контур намагнічування, при цьому індуктивності розсіювання є постійними, а величиною взаємної динамічної індуктивності статора можна знехтувати. В моделі прийнято наступні позначення:

- статична індуктивність контура намагнічування

$$L_m(i_m) \triangleq \frac{\psi_m(i_m)}{i_m}, \quad (2.1)$$

де $\psi_m(i_m)$ – крива намагнічування, показана на рис. 2.1, на якому всі величини подані у відносних величинах, приведених до номінальних; L_m – індуктивність намагнічування при номінальному потокозчепленні; i_m – струм намагнічування;

– індуктивності статора та ротора визначено у вигляді

$$\begin{aligned} L_1(i_m) &= L_m(i_m) + L_{1\sigma}, \\ L_2(i_m) &= L_m(i_m) + L_{2\sigma}, \end{aligned} \quad (2.2)$$

де $(L_{1\sigma}, L_{2\sigma}) = \text{const}$ – індуктивності розсіювання статора та ротора.

З (2.2) слідує, що співвідношення між будь-яким парами $L_1(i_m)$, $L_2(i_m)$ та $L_m(i_m)$ може вважатися незмінним. Математична модель насиченої асинхронної машини за умов цих припущень визначена в [152], [153] як λ^{-1} модель, вона з достатньою для практики точністю описує динамічну поведінку електричної машини.

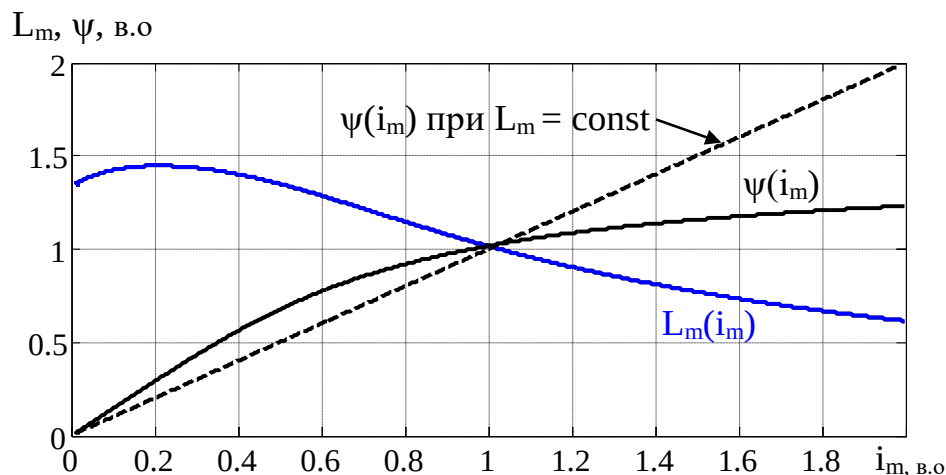


Рисунок 2.1 – Крива намагнічування для досліджуваного генератора потужністю 2,2 кВт

За умов збалансованого живлення двофазна модель електричної та механічної частин симетричного асинхронного генератора в системі координат (d-q), що обертається з довільною кутовою швидкістю ω_0 , має вигляд

$$\dot{\omega} = J^{-1}(M_{\pi} - M), \quad M = \mu_{1m}(\psi_d i_q - \psi_q i_d), \quad (2.3)$$

$$\begin{aligned} \dot{i}_d &= -\gamma_m i_d + \omega_0 i_q + \alpha_m \beta_m \psi_d + \omega p_n \beta_m \psi_q + \sigma_m^{-1} u_d, \\ \dot{i}_q &= -\gamma_m i_q - \omega_0 i_d + \alpha_m \beta_m \psi_q - \omega p_n \beta_m \psi_d + \sigma_m^{-1} u_q, \\ \dot{\psi}_d &= -\alpha_m \psi_d + \omega_2 \psi_q + \alpha_m L_m (i_m) i_d, \\ \dot{\psi}_q &= -\alpha_m \psi_q - \omega_2 \psi_d + \alpha_m L_m (i_m) i_q, \end{aligned} \quad (2.4)$$

де $\mathbf{u} = (u_d, u_q)^T$, $\mathbf{i} = (i_d, i_q)^T$, $\boldsymbol{\psi} = (\psi_d, \psi_q)^T$ – вектори керуючих напруг, струму статора та потокозчеплення ротора в системі координат (d-q), ω – кутова швидкість обертання ротора, ε_0 , ω_0 – кутове положення та кутова швидкість обертання синхронної системи координат (d-q) відносно стаціонарної (a-b), $\omega_2 = \omega_0 - \omega p_n$ – швидкість ковзання ротора, M – електромагнітний момент, M_{π} – момент первинного рушія, J – повний момент інерції системи генерування, p_n – число пар полюсів. Індекс m в позначеннях (2.3), (2.4) вказує на залежність коефіцієнтів від струму намагнічування.

Додатні константи в (2.3), (2.4), що зв'язані з механічними та електричними параметрами АГ, розраховуються наступним чином:

$$\begin{aligned} \mu_{1m} &= \frac{3 L_m(i_m)}{2 L_2(i_m)} p_n, \quad \alpha_m = \frac{R_2}{L_2(i_m)}, \quad \sigma_m = L_1(i_m) - \frac{L_m^2(i_m)}{L_2(i_m)}, \\ \beta_m &= \frac{L_m(i_m)}{L_2(i_m) \sigma_m}, \quad \gamma_m = \frac{R_1}{\sigma_m} + \alpha_m \beta_m L_m(i_m), \end{aligned} \quad (2.5)$$

де R_1, R_2 – активні опори статора та ротора, модуль струму намагнічування визначено як $i_m = \sqrt{i_{dm}^2 + i_{qm}^2}$. Компоненти вектора струму намагнічування по осях d та q з [154] дорівнюють $i_{dm} = i_d + i_{2d}$ та $i_{qm} = i_q + i_{2q}$, де i_d , i_q –

компоненти вектору струму статора, i_{2d} , i_{2q} – компоненти вектору струму ротора. Струм ротора визначено як $i_2 = (\psi - L_m(i_m)i) / L_2(i_m)$.

Модель (2.3), (2.4) зводиться до стандартного вигляду для лінійної апроксимації кривої намагнічування шляхом визначення $L_m(i_m) = L_m = \text{const}$, $\mu_{1m} = \mu_1$, $\alpha_m = \alpha$, $\sigma_m = \sigma$, $\beta_m = \beta$, $\gamma_m = \gamma$, відмітимо що в (2.4) $\alpha L_m(i_m) = (\alpha L_m) = \text{const}$.

Механічна потужність на валу АГ перетворюється у вироблену генератором електричну потужність статорного кола P_s , яка трансформується у потужність ланки постійного струму P_{dc} керованим напівпровідниковим перетворювачем, як показано на рис. 2.2. Якщо вважати, що перетворювач є ідеальним, то вся потужність ланки постійного струму P_{dc} дорівнює генерованій потужності P_s

$$P_{dc} = P_s, P_s = -(3/2)(u_d i_d + u_q i_q). \quad (2.6)$$

Рівняння динаміки напруги в ланці постійного струму, відповідно до рис. 2.2, визначимо як:

$$\dot{V}_{dc} = C^{-1} i_C, i_C = i_{dc} - i_L, \quad (2.7)$$

де i_C – струм конденсатора, i_{dc} – струм, що генерується у ланку постійного струму, i_L – струм навантаження, C – ємність в ланці постійного струму.

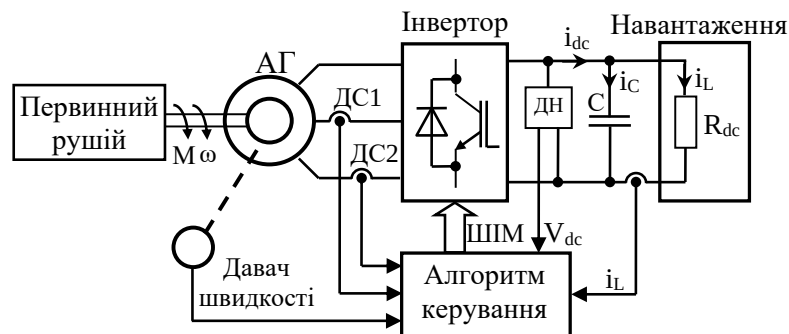


Рисунок 2.2 – Схема розподілу струмів між інвертором, конденсатором та навантаженням в системі генерування

Струм i_{dc} , що віддається у ланку постійного струму, і струм навантаження i_L можуть бути записані у вигляді

$$i_{dc} = \frac{P_{dc}}{V_{dc}} = \frac{P_s}{V_{dc}} = -\frac{(3/2)(u_d i_d + u_q i_q)}{V_{dc}}, \quad i_L = \frac{V_{dc}}{R_{dc}}, \quad (2.8)$$

де R_{dc} – резистивний опір навантаження.

Повна модель системи генерування, яка включає модель асинхронного генератора у вигляді диференційних рівнянь механічної частини (2.3), струмів статора та потокозчеплень ротора (2.4), напруги ланки постійного струму (2.8), запишеться у вигляді нелінійної системи 6-го порядку

$$\begin{aligned} \dot{\omega} &= J^{-1}(M_\pi + M), \quad M = \mu_{lm}(\psi_d i_q - \psi_q i_d), \\ \dot{i}_d &= -\gamma_m i_d + \omega_0 i_q + \alpha_m \beta_m \psi_d + \omega p_n \beta_m \psi_q + \sigma_m^{-1} u_d, \\ \dot{i}_q &= -\gamma_m i_q - \omega_0 i_d + \alpha_m \beta_m \psi_q - \omega p_n \beta_m \psi_d + \sigma_m^{-1} u_q, \\ \dot{\psi}_d &= -\alpha_m \psi_d + \omega_2 \psi_q + (\alpha L_m) i_d, \\ \dot{\psi}_q &= -\alpha_m \psi_q - \omega_2 \psi_d + (\alpha L_m) i_q, \\ \dot{\varepsilon}_0 &= \omega_0, \varepsilon_0(0) = 0, \\ \dot{V}_{dc} &= C^{-1} \left(-\frac{(3/2)(u_d i_d + u_q i_q)}{V_{dc}} - i_L \right). \end{aligned} \quad (2.9)$$

Структурно система (2.9) складається із наступних підсистем: механічної, електричної та напруги у ланці постійного струму, як це показано на рис. 2.3. Зауважимо, що кутова швидкість генератора, яка задається первинним рушієм, підтримується на заданому рівні так, що припустимо вважати $\omega = \omega^*$, де ω^* – задане значення.

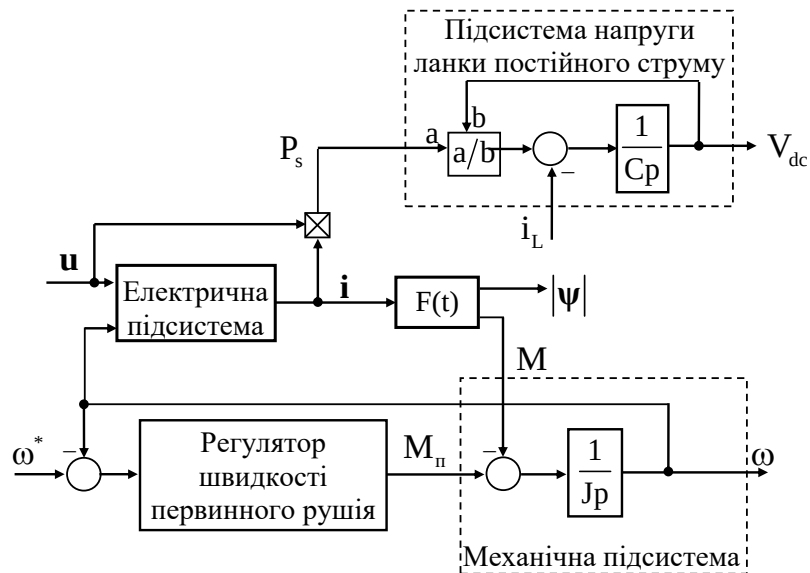


Рисунок 2.3 – Структура системи генерування

Задача керування об'єктом (2.9) полягає у регулюванні двох вихідних координат: модуля вектора потокозчеплення ротора $|\psi| = (\psi_d^2 + \psi_q^2)^{\frac{1}{2}}$ та напруги в ланці постійного струму V_{dc} , які задані вектором $\mathbf{y}_1 = (|\psi|, V_{dc})^T$, за допомогою двовірного вектора керуючих напруг статора $\mathbf{u} = (u_d, u_q)^T$, використовуючи для цього вектор вимірних змінних $\mathbf{y} = (\omega, V_{dc}, i_d, i_q)^T$. Відмітимо, що вектор потокозчеплення ротора ψ не вимірюється, тобто розглядається задача керування по вимірюваному вектору $\mathbf{y}$.

Нехай вектор заданих траєкторій зміни модуля вектора потокозчеплення ротора та напруги в ланці постійного струму визначено як:

$$\mathbf{y}_1^* = (\psi^*, V_{dc}^*)^T, \quad (2.10)$$

тоді вектор похибок відпрацювання регульованих координат запишеться у вигляді

$$\tilde{\mathbf{y}}_1 = \mathbf{y}_1 - \mathbf{y}_1^* \triangleq (\tilde{\psi}, \tilde{V}_{dc})^T, \quad (2.11)$$

де ψ^* та V_{dc}^* – задані гладкі функції, з обмеженими відомими похідними.

Для формалізації задачі керування припустимо, що:

А.1. Струми статора $(i_d, i_q)^T$, напруга ланки постійного струму V_{dc} , кутова швидкість обертання ротора ω та струм навантаження i_L є доступними для вимірювання.

А.2. Швидкість обертання ротора (первинного рушія) $\omega > 0$ і повільно змінюється.

А.3. Всі параметри генератора, ємність ланки постійного струму відомі та сталі.

А.4. Задана напруга ланки постійного струму $V_{dc}^* > 0$ та модуль потокозчеплення ротора $\psi^* > 0$ є постійними, або такими, що повільно змінюються.

В умовах виконання цих припущень необхідно синтезувати вектор керуючих напруг $\mathbf{u} = (u_d, u_q)^T$, що гарантує досягнення наступних цілей керування:

О.1. Асимптотичне регулювання напруги в ланці постійного струму, за умови обмеженості всіх внутрішніх змінних, тобто

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{V}_{dc} = 0, \quad (2.12)$$

де $\tilde{V}_{dc} = V_{dc} - V_{dc}^*$ – похибка відпрацювання напруги в ланці постійного струму.

О.2. Асимптотичне відпрацювання модуля вектора потокозчеплення ротора

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\psi} = 0, \quad (2.13)$$

де $\tilde{\psi} = |\psi| - \psi^*$ – похибка відпрацювання потокозчеплення ротора.

О.3. Асимптотичне орієнтування за вектором потокозчеплення ротора

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \psi_q = 0. \quad (2.14)$$

О.4. Асимптотичну квазірозв'язку процесів керування вихідними координатами.

Основною проблемою синтезу регулятора напруги для системи (2.9) є те, що керуючі напруги (u_d, u_q) присутні як в рівняннях динаміки струмів статора, так і напруги ланки постійного струму. Для подолання цієї проблеми було введено припущення, що потокозчеплення та швидкість первинного рушія повільно змінюються, а динаміку зовнішньої підсистеми напруги (див. рис. 2.3) можливо задати набагато повільнішою, ніж внутрішнього контура регулювання струму статора по осі q , тим самим забезпечити розділення в часі динамічних процесів в контурах регулювання напруги та струму.

2.2 Непряме векторне керування асинхронним генератором

Метою даного підрозділу є теоретичне обґрунтування алгоритму непрямого векторного керування насиченим асинхронним генератором, на основі якого буде синтезовано робастне векторне керування АГ. Для цього використаємо методологію, викладену в [93].

Нехай, припущення А.1 – А.4, прийняті в пункті 2.1, виконуються. Тоді, визначивши в (2.9) керуючі напруги у вигляді

$$\begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix} = \sigma_m \begin{pmatrix} -\omega_0 i_q + v_d \\ \omega_0 i_d + v_q \end{pmatrix}, \quad (2.15)$$

необхідно сконструювати нелінійний регулятор, який в силу перетворення в синхронну систему координат $(d-q)$

$$\begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} = e^{-J\varepsilon_0} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \end{pmatrix}, \quad (2.16)$$

$$\begin{pmatrix} u_a \\ u_b \end{pmatrix} = e^{J\varepsilon_0} \begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix} = e^{J\varepsilon_0} \left[\sigma \begin{pmatrix} -\omega_0 i_q + v_d \\ \omega_0 i_d + v_q \end{pmatrix} \right], \quad (2.17)$$

де $e^{-J\varepsilon_0} = \begin{bmatrix} \cos\varepsilon_0 & \sin\varepsilon_0 \\ -\sin\varepsilon_0 & \cos\varepsilon_0 \end{bmatrix}$, $J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$, гарантує асимптотичне відпрацювання модуля потокозчеплення ротора в (О.2), асимптотичне орієнтування за вектором потокозчеплення ротора (О.3), асимптотичну квазірозв'язку процесів керування вихідними координатами (О.4) та асимптотичне відпрацювання напруги ланки постійного струму (О.1).

Підставивши (2.15) в (2.9), отримаємо динамічну модель об'єкта керування у вигляді декомпозиції на механічну

$$\begin{aligned} \dot{\omega} &= J^{-1}(M_{\pi} + M), \\ M &= \mu_{1m}(\psi_d i_q - \psi_q i_d), \end{aligned} \quad (2.18)$$

електричну підсистему

$$\begin{aligned} \dot{i}_d &= -\gamma_m i_d + \omega_0 i_q + \alpha_m \beta_m \psi_d + \omega_p \beta_m \psi_q + v_d, \\ \dot{i}_q &= -\gamma_m i_q - \omega_0 i_d + \alpha_m \beta_m \psi_q - \omega_p \beta_m \psi_d + v_q, \\ \dot{\psi}_d &= -\alpha_m \psi_d + \omega_2 \psi_q + (\alpha L_m) i_d, \\ \dot{\psi}_q &= -\alpha_m \psi_q - \omega_2 \psi_d + (\alpha L_m) i_q, \\ \dot{\varepsilon}_0 &= \omega_0 = \omega_p + \omega_2 = \omega_p + (\alpha L_m) \frac{i_q}{|\psi|}, \\ |\psi| &= \sqrt{\psi_d^2 + \psi_q^2}, \end{aligned} \quad (2.19)$$

а також підсистему напруги ланки постійного струму

$$\dot{V}_{dc} = -\frac{1}{C} \frac{3}{2} \frac{(u_d i_d + u_q i_q)}{V_{dc}} - \frac{V_{dc}}{C R_{dc}}. \quad (2.20)$$

Із структури рівнянь (2.18) - (2.20) встановлюємо, що керуючі впливи v_d та v_q в електричній підсистемі (2.19) забезпечують регулювання струмів статора по осях d та q відповідно, а також керування вихідними координатами модуля вектора потокозчеплення ротора $|\psi|$ та напруги ланки постійного струму V_{dc} у підсистемах (2.19) та (2.20).

2.2.1 Синтез підсистеми керування потокозчепленням ротора

Підсистема керування потокозчепленням ротора в (2.19) є зовнішньою по відношенню до підсистеми струмів, вона відповідає за регулювання модуля вектора потокозчеплення ротора та полеорієнтування.

Послідовність синтезу наступна: спочатку синтезується підсистема керування потокозчепленням ротора, потім підсистема керування компонентою струму статора по осі d , використовуючи зворотну покрокову процедуру проектування [155].

Непряме полеорієнтування за вектором потокозчеплення ротора досягається формуванням динаміки системи координат $(d-q)$ у вигляді [143]

$$\dot{\varepsilon}_0 = \omega_0 = \omega p_n + (\alpha L_m) \frac{i_q}{\psi}, \quad (2.21)$$

де ε_0 – кутове положення системи координат $(d-q)$, як це показано на рис. 2.4, i_q – компонента вектора струму статора по осі q .

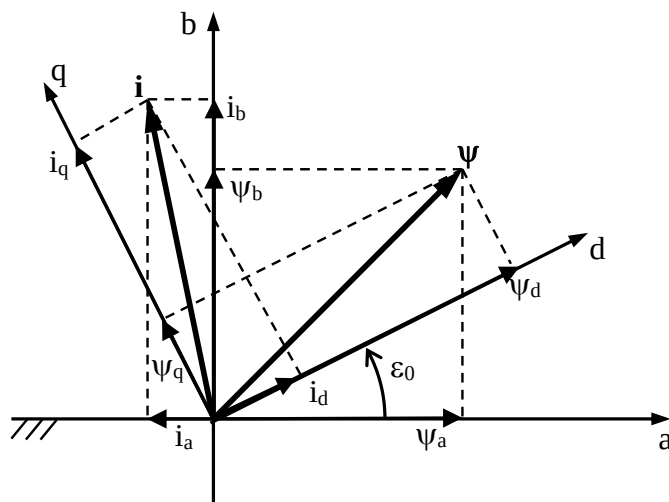


Рисунок 2.4 – Розташування векторів потокозчеплення та струмів статора асинхронного генератора в системах координат (a-b) та (d-q)

Диференціальне рівняння (2.21), визначає задану динаміку кутового положення вектора потокозчеплення ротора у відповідності до виразу для синхронної швидкості обертання поля електричної машини $\omega_0 = \omega_{r_n} + \omega_2$.

Використовуючи концепцію непрямого полеорієнтування, для досягнення цілей О.2 – О.3 визначимо похибки відпрацювання потокозчеплення ротора у вигляді

$$\begin{aligned}\tilde{\Psi}_d &= \Psi_d - \Psi^*, \\ \tilde{\Psi}_q &= \Psi_q,\end{aligned}\tag{2.22}$$

тоді умова $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\Psi} = 0$ в (2.13) досягається, якщо

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{\Psi}_d, \tilde{\Psi}_q) = 0.\tag{2.23}$$

Відмітимо, що $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\Psi}_q = 0$ є умовою асимптотичного полеорієнтування за вектором потокозчеплення ротора, як зображено на рис. 2.4 (ціль керування О.3).

Використовуючи визначення (2.22), з (2.19) отримаємо рівняння динаміки похибок відпрацювання потокозчеплень

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{\psi}}_d &= -\alpha_m \tilde{\psi}_d + (\omega_0 - \omega_{p_n}) \tilde{\psi}_q - \alpha_m \psi^* + (\alpha L_m) i_d - \dot{\psi}^*, \\ \dot{\tilde{\psi}}_q &= -\alpha_m \tilde{\psi}_q - (\omega_0 - \omega_{p_n}) \tilde{\psi}_d - (\omega_0 - \omega_{p_n}) \psi^* + (\alpha L_m) i_q.\end{aligned}\quad (2.24)$$

З (2.24), розглядаючи струмове керування асинхронним генератором, тобто за умови коли задані та реальні струми співпадають $i_d = i_d^*$ та $i_q = i_q^*$, сконструюємо розімкнений алгоритм керування вектором потокозчеплення ротора у вигляді

$$i_d^* = \frac{\psi^*}{L_m(i_m)}, \quad (2.25)$$

який при $\psi^* = \text{const}$ гарантує глобальне асимптотичне регулювання модуля вектора потокозчеплення ротора з асимптотичною полеорієнтацією.

Для доведення цього підставимо (2.21) та (2.25) в (2.24). Рівняння динаміки похибок відпрацювання потокозчеплення ротора для $\dot{\psi}^* = 0$ будуть

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{\psi}}_d &= -\alpha_m \tilde{\psi}_d + (\alpha L_m) \frac{i_q^*}{\psi^*} \tilde{\psi}_q = -\alpha_m \tilde{\psi}_d + \omega_2 \tilde{\psi}_q, \\ \dot{\tilde{\psi}}_q &= -\alpha_m \tilde{\psi}_q - (\alpha L_m) \frac{i_d^*}{\psi^*} \tilde{\psi}_d = -\alpha_m \tilde{\psi}_q - \omega_2 \tilde{\psi}_d,\end{aligned}\quad (2.26)$$

де $\omega_2 = \omega_0 - \omega_{p_n} = (\alpha L_m) i_q^* / \psi^*$ - частота ковзання.

Доведення стійкості положення рівноваги $(\tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q)^T = 0$ системи (2.26) слідує з розгляду функції Ляпунова у вигляді

$$V = (\tilde{\psi}_d^2 + \tilde{\psi}_q^2) / 2, \quad (2.27)$$

похідна від якої має вигляд

$$\dot{V} = -\alpha_m (\tilde{\psi}_d^2 + \tilde{\psi}_q^2) = -2\alpha_m V. \quad (2.28)$$

З (2.28) та (2.27) та основної теореми Ляпунова про стійкість слідує, що умова (2.23) досягається глобально.

Враховуючи те, що ідеальних джерел струму для живлення обмоток статора не існує, то використовують керовані джерела напруг, в яких організовано контури регулювання струмів з пропорційно-інтегральними регуляторами, що мають «великі» коефіцієнти підсилення.

Визначивши похибку відпрацювання струму статора по осі d як $\tilde{i}_d = i_d - i_d^*$, з рівнянь (2.19) отримаємо

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\psi}}_d &= -\alpha_m \tilde{\psi}_d + \omega_2 \tilde{\psi}_q + (\alpha L_m) \tilde{i}_d, \\ \dot{\tilde{\psi}}_q &= -\alpha_m \tilde{\psi}_q - \omega_2 \tilde{\psi}_d, \\ \dot{\tilde{i}}_d &= -\gamma_m \tilde{i}_d - \left(\frac{R_1}{\sigma_m} \right) \frac{\psi^*}{L_m(i_m)} + \alpha_m \beta_m \tilde{\psi}_d + \beta_m \omega_p \tilde{\psi}_q + v_d. \end{aligned} \quad (2.29)$$

За умови ідеального полеорієнтування $\psi_q = \tilde{\psi}_q = 0$, $\tilde{\psi}_d = 0$ маємо $i_{md} = i_d$, $i_{mq} \approx 0$, тому при $|\psi| = \text{const}$ струм намагнічування буде сталим, а отже і $L_m(i_m)$ буде постійною. Таким чином можна вважати, що при $\psi^* = \text{const}$ маємо $i_m = \text{const}$, $L_m(i_m) = \text{const}$.

Керуючу дію v_d в (2.29) сформуємо у вигляді пропорційно-інтегрального регулятора струму

$$\begin{aligned} v_d &= -k_{id1} \tilde{i}_d + x_d, \\ \dot{x}_d &= -k_{ii} \tilde{i}_d, \end{aligned} \quad (2.30)$$

де $(k_{id1}, k_{ii}) > 0$ – коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регулятора струму, x_d – інтегральна компонента регулятора струму по осі d .

Підставивши (2.30) в (2.29), рівняння динаміки похибки відпрацювання компоненти струму статора по осі d набуває вигляду

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{x}}_d &= -k_{ii}\tilde{i}_d, \\ \dot{\tilde{i}}_d &= -(k_{id1} + \gamma_m)\tilde{i}_d + \left(x_d - \frac{R_1}{\sigma_m} \frac{\psi^*}{L_m(i_m)} + \alpha_m \beta_m \tilde{\psi}_d + \beta_m \omega_p \tilde{\psi}_q \right).\end{aligned}\quad (2.31)$$

В рівняннях (2.31) інтегральна складова регулятора струму x_d може розглядатися як оцінка збурення

$$f_d = -\frac{R_1}{\sigma_m} \frac{\psi^*}{L_m(i_m)} + \alpha_m \beta_m \tilde{\psi}_d + \beta_m \omega_p \tilde{\psi}_q, \quad (2.32)$$

яке містить постійну складову $-\frac{R_1}{\sigma_m} \frac{\psi^*}{L_m(i_m)}$, а також дві складові, які змінюються повільно, оскільки їх швидкість в рівняннях динаміки роторного кола (2.26) визначається величиною $\alpha_m = \frac{R_2}{L_2(i_m)}$. Ці змінні пропорційні похибкам відпрацювання потокозчеплень $\tilde{\psi}_d$ і $\tilde{\psi}_q$ і набагато повільніші у порівнянні з динамікою похибки відпрацювання $\tilde{i}_d$.

Визначивши похибку оцінювання як

$$\tilde{\tilde{x}}_d = x_d - \frac{R_1}{\sigma_m} \frac{\psi^*}{L_m(i_m)} + \alpha_m \beta_m \tilde{\psi}_d + \beta_m \omega_p \tilde{\psi}_q, \quad (2.33)$$

рівняння динаміки (2.31) перепишеться наступним чином:

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{\psi}}_d &= -\alpha_m \tilde{\psi}_d + \omega_2 \tilde{\psi}_q + (\alpha L_m) \tilde{i}_d, \\ \dot{\tilde{\psi}}_q &= -\alpha_m \tilde{\psi}_q - \omega_2 \tilde{\psi}_d, \\ \dot{\tilde{\tilde{x}}}_d &= -k_{ii} \tilde{i}_d + \alpha_m \beta_m \dot{\tilde{\psi}}_d + \beta_m \omega_p \dot{\tilde{\psi}}_q, \\ \dot{\tilde{i}}_d &= -k_{id} \tilde{i}_d + \tilde{\tilde{x}}_d,\end{aligned}\quad (2.34)$$

де $k_{id} = k_{id1} + \gamma_m$.

Покажемо, що для достатньо «великих» значень коефіцієнтів регуляторів струму усі рішення системи (2.34) будуть асимптотично сходиться до нуля

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q, \tilde{x}_d, \tilde{i}_d) = 0. \quad (2.35)$$

Для цього систему (2.34) запишемо в стандартній для сингулярно-вироджених систем формі [156]. Визначимо малий додатний параметр $\varepsilon > 0$, $\varepsilon^{-1} = k_{id} = k_i$, а також перетворення координат

$$\begin{aligned} \eta_{1d} &= \varepsilon^{-1} \tilde{i}_d, \\ \eta_{2d} &= \tilde{x}_d. \end{aligned} \quad (2.36)$$

В нових координатах система (2.34) запишеться у вигляді

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\psi}}_d &= -\alpha_m \tilde{\psi}_d + \omega_2 \tilde{\psi}_q + \varepsilon (\alpha L_m) \eta_{1d}, \\ \dot{\tilde{\psi}}_q &= -\alpha_m \tilde{\psi}_q - \omega_2 \tilde{\psi}_d, \end{aligned} \quad (2.37)$$

$$\begin{aligned} \varepsilon \dot{\eta}_{2d} &= -\lambda \eta_{1d} + \varepsilon \beta_m (\alpha_m \dot{\tilde{\psi}}_d + \omega p_n \dot{\tilde{\psi}}_q), \\ \varepsilon \dot{\eta}_{1d} &= -\eta_{1d} + \eta_{2d}, \end{aligned} \quad (2.38)$$

де $\lambda = 0,25$ для $k_{ii} = \frac{k_i^2}{4}$ і $\lambda = 0,5$ для $k_{ii} = \frac{k_i^2}{2}$.

Система (2.37) та (2.38) має дві підсистеми: «повільну» – (2.37) та «швидку» (2.38). За умови, коли $(\dot{\tilde{\psi}}_d, \dot{\tilde{\psi}}_q) = 0$ маємо $\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q, \eta_{1d}, \eta_{2d}) = 0$. В той же час змінні $\tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q$ є повільними і масштабуються малим параметром ε в (2.38). Згідно теорії сингулярно-вироджених систем [156] апроксимоване рішення системи (2.37), (2.38) знаходиться при $\varepsilon = 0$ та має вигляд

$$\begin{aligned}\eta_{1d} &= \eta_{2d} = 0, \\ \tilde{\psi}_d &= \tilde{\psi}_q = 0.\end{aligned}\tag{2.39}$$

Тобто, при достатньо «малих» значеннях ε («великих» для k_i) усі рішення будуть прямувати до $\tilde{i}_d = 0$, $\tilde{\psi}_d = \tilde{\psi}_q = 0$, в той час як інтегральна складова x_d буде оцінювати постійну $\frac{R_1}{\sigma_m} \frac{\psi^*}{L_m(i_m)}$, а також компоненти $\alpha_m \beta_m \tilde{\psi}_d$, $\beta_m \omega_r \tilde{\psi}_q$, які змінюються повільно. Відповідно до [156] точність оцінювання буде відповідати порядку ε .

Після завершення перехідного процесу в швидкій підсистемі (2.38) похибка відпрацювання струму буде знаходитися на різноманітті $\tilde{i}_d = 0$, динаміка похибок поточкозчеплень буде визначатися рівняннями (2.26), рішення яких задовольняє умові (2.23). Таким чином, при достатньо «великих» коефіцієнтах регулятора струму (2.30) алгоритм керування в електромагнітній підсистемі (2.21), (2.30) забезпечить асимптотичне регулювання модуля поточкозчеплення та асимптотичне полеорієнтування у відповідності до цілей керування О.2 та О.3.

Для подальшого синтезу електромагнітна підсистема може розглядатися після завершення руху на різноманітті $\tilde{i}_d = 0$, тобто у наступному вигляді:

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{\psi}}_d &= -\alpha_m \tilde{\psi}_d + \omega_2 \tilde{\psi}_q, \\ \dot{\tilde{\psi}}_q &= -\alpha_m \tilde{\psi}_q - \omega_2 \tilde{\psi}_d.\end{aligned}\tag{2.40}$$

2.2.2 Синтез підсистеми регулювання напруги ланки постійного струму

З (2.9) рівняння динаміки АГ як об'єкта керування в умовах дії полеорієнтованого керування мають вигляд

$$\dot{V}_{dc} = C^{-1} \left(\frac{-\frac{3}{2}(u_d i_d + u_q i_q)}{V_{dc}} - i_L \right), \quad (2.41)$$

$$\begin{aligned} \dot{i}_q &= -\gamma_m i_q - \omega_0 i_d + \alpha_m \beta_m \psi_q - \omega_p \beta_m \psi_d + \sigma_m^{-1} u_q, \\ \dot{\tilde{\psi}}_d &= -\alpha_m \tilde{\psi}_d + \omega_2 \tilde{\psi}_q, \\ \dot{\tilde{\psi}}_q &= -\alpha_m \tilde{\psi}_q - \omega_2 \tilde{\psi}_d, \end{aligned} \quad (2.42)$$

$$\begin{aligned} \tilde{i}_d &= 0, \quad i_d^* = \frac{\psi^*}{L_m(i_m)}, \\ u_d &= R_1 i_d^* - \sigma_m \omega_0 i_q. \end{aligned} \quad (2.43)$$

За умови $\tilde{i}_d = 0$, а також після завершення процесів збудження АГ ($\tilde{\psi}_d = 0, \tilde{\psi}_q = 0$) рівняння (2.41)-(2.43) набувають вигляду

$$\begin{aligned} \dot{V}_{dc} &= C^{-1} \left(-\frac{3}{2} V_{dc}^{-1} (u_d i_d^* + u_q i_q) - i_L \right), \\ \dot{i}_q &= -\gamma_m i_q - \omega_0 i_d^* - \omega_p \beta_m \psi^* + \sigma_m^{-1} u_q. \end{aligned} \quad (2.44)$$

Контур регулювання напруги ланки постійного струму є зовнішнім до контура регулювання струму по осі q. Регулятор напруги для внутрішнього контура регулювання струму формує заданий струм, який має забезпечувати підтримання заданої напруги в ланці постійного струму.

Послідовність синтезу підсистеми керування напругою така: спочатку синтезується внутрішній контур регулювання струму статора по осі q, а далі конструюється регулятор напруги.

Конструювання пропорційно-інтегрального регулятора струму.

Визначимо похибку відпрацювання струму по осі q у вигляді $\tilde{i}_q = i_q - i_q^*$, тоді з (2.44), (2.15) рівняння динаміки похибки відпрацювання струму матиме вигляд

$$\dot{\tilde{i}}_q = -\gamma_m \tilde{i}_q - \gamma_m i_q^* - \beta_m \omega p_n \psi^* + v_q - \dot{i}_q^*. \quad (2.45)$$

Керуючу дію v_q в (2.45) сформуємо у вигляді пропорційно-інтегрального регулятора струму

$$\begin{aligned} v_q &= -k_{iq1} \tilde{i}_q + x_q, \\ \dot{x}_q &= -k_{ii} \tilde{i}_q, \end{aligned} \quad (2.46)$$

де $(k_{iq1}, k_{ii}) > 0$ – додатні коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регулятора струму, x_q – інтегральна компонента регулятора струму по осі q .

Підставивши (2.46) в (2.45), отримаємо

$$\begin{aligned} \dot{x}_q &= -k_{ii} \tilde{i}_q, \\ \dot{\tilde{i}}_q &= -k_{iq} \tilde{i}_q - \beta_m \omega p_n \psi^* - \gamma_m i_q^* + x_q - \dot{i}_q^*, \end{aligned} \quad (2.47)$$

де $k_{iq} = k_{iq1} + \gamma_m$.

На цьому етапі синтезу припустимо, що $i_q^* = \text{const}$, тоді інтегральна компонента x_q регулятора струму в (2.47) може розглядатися як оцінка постійного збурення $(\gamma_m i_q^* + \beta_m \omega p_n \psi^*)$. Визначивши похибку оцінювання як $\tilde{x}_q = x_q - (\gamma_m i_q^* + \beta_m \omega p_n \psi^*)$ рівняння (2.47) запишеться в наступному вигляді:

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{x}}_q &= -k_{ii} \tilde{i}_q, \\ \dot{\tilde{i}}_q &= -k_{iq} \tilde{i}_q + \tilde{x}_q. \end{aligned} \quad (2.48)$$

Лінійна система (2.48) асимптотично стійка для всіх $(k_{iq}, k_{ii}) > 0$ і має положення рівноваги $(\tilde{i}_q, \tilde{x}_q) = 0$. З цієї умови встановлюємо, що

$$u_q = \sigma_m (\gamma_m i_q^* + \omega_0 i_d^* + \beta_m \omega p_n \psi^*). \quad (2.49)$$

Конструювання пропорційно-інтегрального регулятора напруги. З виразів (2.43) та (2.49) встановлюємо, що після завершення процесів регулювання струмів $(\tilde{i}_d, \tilde{i}_q) = 0$ та асимптотичного полеорієнтування $(\tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q) = 0$ будемо мати

$$\begin{aligned} u_d &= R_1 i_d^* - \sigma_m \omega_0 i_q^*, \\ u_q &= R_1 i_q^* + \left(\alpha L_m \right) \frac{L_m}{L_2} i_q^* + \sigma_m \omega_0 i_d^* + \frac{L_m}{L_2} \omega p_n \psi^*. \end{aligned} \quad (2.50)$$

Виходячи з (2.50) вихідна потужність генератора (2.6) обчислюється у вигляді

$$P_s = -\frac{3}{2} \left(R_1 (i_d^{*2} + i_q^{*2}) + R_2 \frac{L_m^2}{L_2^2} i_q^{*2} + \frac{L_m}{L_2} \omega p_n \psi^* i_q^* \right). \quad (2.51)$$

Згідно з (2.51), вихідна потужність асинхронного генератора складається з трьох компонент: активних втрат в колі статора (пропорційні до R_1), активних втрат в колі ротора (пропорційні до R_2) та вхідної механічної потужності P_m

$$P_m = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_2} \psi^* i_q^* \omega p_n = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_2} \psi i_q \omega p_n = M \omega. \quad (2.52)$$

Використовуючи (2.51) та (2.20), рівняння динаміки напруги в ланці постійного струму запишеться у вигляді

$$\dot{V}_{dc} = \frac{1}{C} \left\{ -\frac{3}{2V_{dc}} \left(R_1 \left[\frac{\psi^{*2}}{L_m^2 (i_m)} + i_q^{*2} \right] + R_2 \frac{L_m^2}{L_2^2} i_q^{*2} + \frac{L_m}{L_2} \omega p_n \psi^* i_q^* \right) - i_L \right\}. \quad (2.53)$$

Вираз правої частини (2.53) містить рівняння балансу потужностей ланки постійного струму в статиці:

$$\frac{3}{2} \left(R_1 i_q^* + R_2 \frac{L_m^2}{L_2^2} i_q^* + \frac{L_m}{L_2} \omega p_n \psi^* \right) i_q^* + \frac{3}{2} R_1 \frac{\psi^{*2}}{L_m^2(i_m)} + i_L V_{dc} = 0. \quad (2.54)$$

З (2.54) слідує, що за умови $(\psi^*, \omega, i_L, V_{dc}) = \text{const}$ заданий струм i_q^* також постійний, що слідує із рішення квадратного рівняння (2.54)

$$i_q^* = \frac{-\frac{L_m}{L_2} \omega p_n \psi^* + \sqrt{\left(\frac{L_m}{L_2} \omega p_n \psi^*\right)^2 - 4 \left((\alpha L_m) \frac{L_m}{L_2} + R_1 \right) \left(R_1 \frac{\psi^{*2}}{L_m^2(i_m)} + \frac{2}{3} V_{dc} i_L \right)}}{2 \left((\alpha L_m) \frac{L_m}{L_2} + R_1 \right)}. \quad (2.55)$$

Рішення (2.55) встановлюють фізичне обмеження для значень струму навантаження i_L , яке задається виразом

$$\left(\left(\frac{L_m}{L_2} \omega p_n \psi^* \right)^2 - 4 \left((\alpha L_m) \frac{L_m}{L_2} + R_1 \right) \left(R_1 \frac{\psi^{*2}}{L_m^2(i_m)} + \frac{2}{3} V_{dc} i_L \right) \right) > 0. \quad (2.56)$$

Постійність $i_q = i_q^*$ дозволяє обґрунтувати структуру контура регулювання напруги ланки постійного струму з лінійним ПІ-регулятором.

Рівняння динаміки похибки регулювання напруги для $V_{dc}^* = \text{const}$, $\dot{V}_{dc}^* = 0$ з (2.53) запишеться у наступному вигляді:

$$\begin{aligned} \dot{V}_{dc} = \frac{1}{C} \left\{ -\frac{3}{2} \frac{1}{V_{dc}} \left[\frac{L_m}{L_2} \omega p_n \psi^* + \left(R_1 + R_2 \frac{L_m^2}{L_2^2} \right) i_q^* \right] i_q^* - \right. \\ \left. - \left(i_L + \frac{3}{2} \frac{1}{V_{dc}} R_1 \frac{\psi^{*2}}{L_m^2(i_m)} \right) \right\}. \end{aligned} \quad (2.57)$$

Визначимо:

$$\varphi(t, i_q^*, V_{dc}) = \frac{3}{2} \frac{1}{V_{dc}} \left[E + \left(R_1 + R_2 \frac{L_m^2}{L_2^2} \right) i_q^* \right],$$

$$E = \frac{L_m}{L_2} \omega p_n \psi^*,$$
(2.58)

$$F(t) = i_L + \frac{3}{2} \frac{1}{V_{dc}} R_1 \frac{\psi^{*2}}{L_m^2(i_m)},$$
(2.59)

тоді рівняння (2.57) перепишеться у наступній формі

$$\dot{\tilde{V}}_{dc} = -C^{-1} \varphi(t, i_q^*, V_{dc}) i_q^* - C^{-1} F(t).$$
(2.60)

Для фізичних режимів роботи з $(V_{dc}^*, i_L, \psi^*, \omega) = \text{const}$, значень R_1 , R_2 та i_q^* , що формуються фізичними обмеженнями (2.56), система (2.60) має наступні властивості:

а) $E = \text{const}$;

б) $\varphi(t, i_q^*, V_{dc}) \gg 0$;

в) для «малих» відхилень $\tilde{V}_{dc}$ збурення $F(t)$ може розглядатися як постійне збурення.

Для структури нелінійної системи першого порядку (2.60) можливо використовувати лінійний ПІ-регулятор у вигляді

$$i_q^* = -(-k_v \tilde{V}_{dc} + x_v),$$

$$\dot{x}_v = -k_{vi} \tilde{V}_{dc},$$
(2.61)

де $(k_v, k_{vi}) > 0$ – коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регулятора напруги ланки постійного струму, x_v – інтегральна компонента регулятора напруги.

З (2.60) та (2.61) рівняння динаміки напруги ланки постійного струму запишеться у наступному вигляді:

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{V}}_{dc} &= -C^{-1}\varphi(t, i_q^*, V_{dc})k_v \tilde{V}_{dc} + C^{-1}\varphi(t, i_q^*, V_{dc})x_v - C^{-1}F(t), \\ \dot{x}_v &= -k_{vi} \tilde{V}_{dc}.\end{aligned}\quad (2.62)$$

Нелінійна система другого порядку (2.62) є локально асимптотично стійкою для «малих» відхилень $\tilde{V}_{dc}$ та $\varphi(t, i_q^*, V_{dc}) \gg 0$. Рішення (2.62) в статиці задовольняють умови

$$\tilde{V}_{dc} = 0, \quad \varphi(t, i_q^*, V_{dc})x_v = F(t), \quad (2.63)$$

з $i_q^* = -x_v$, що відповідає рішенням (2.55).

Необхідно відмітити, що з (2.63) слідує, що інтегральна компонента x_v регулятора напруги є оцінкою збурення $F(t)\varphi^{-1}(t, i_q^*, V_{dc})$.

Оскільки система (2.62) є нелінійною для $(\omega, \psi^*, V_{dc}^*) \neq \text{const}$, то внаслідок цього типове налаштування регулятора напруги (2.61) здійснюється виходячи з найгіршого випадку. Це призводить до зниження динамічних показників якості регулювання напруги.

Структурну схему системи непрямого векторного керування асинхронним генератором з пропорційно-інтегральним регулятором напруги показано на рис. 2.5.

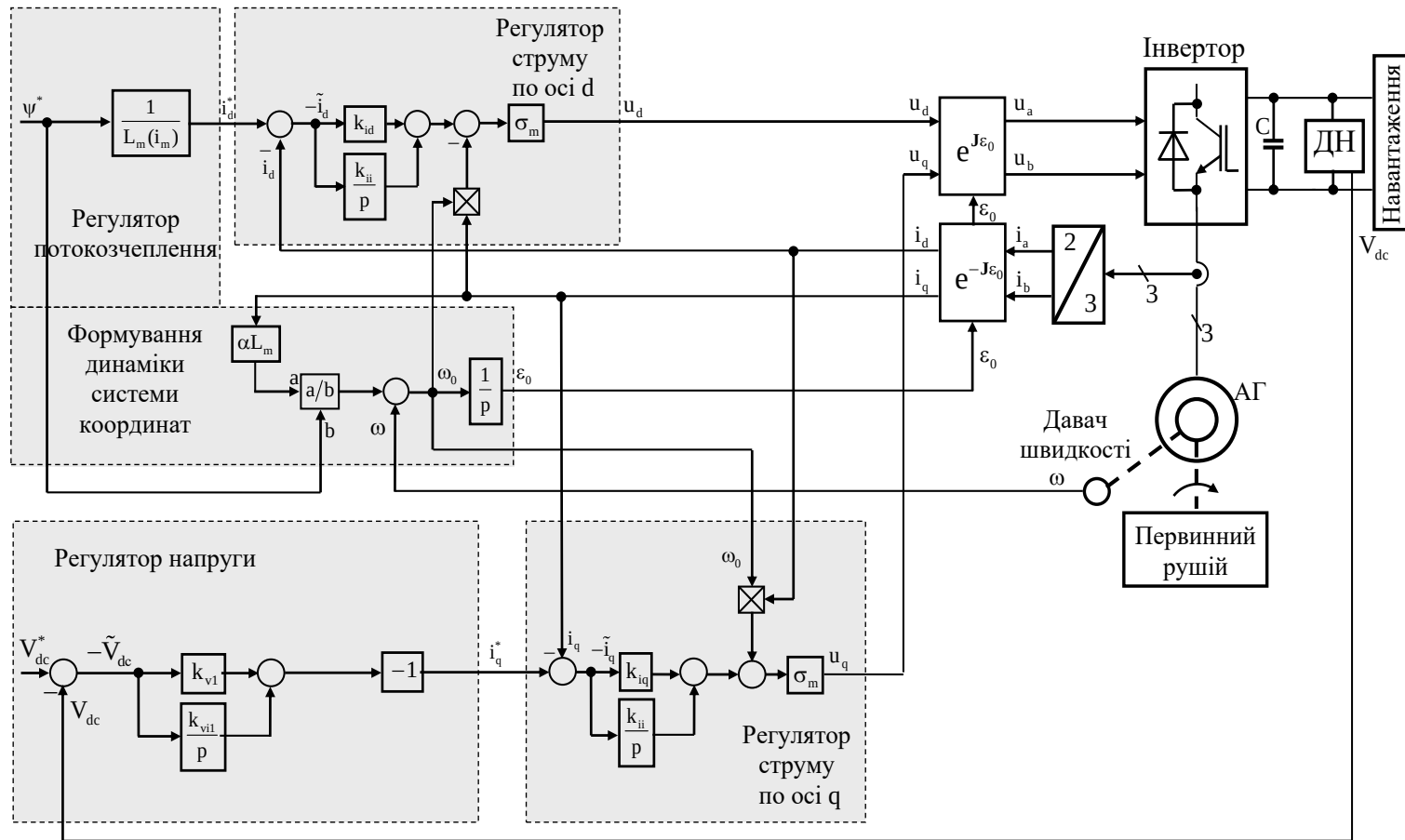


Рисунок 2.5 – Структурна схема системи непрямого векторного керування АГ з пропорційно-інтегральним регулятором напруги

За умови $\dot{i}_q^* \neq 0$ в (2.47) з (2.57) - (2.61) рівняння динаміки похибок регулювання після завершення процесів полеорієнтування мають вигляд

$$\begin{aligned} \dot{x}_v &= -k_{vi} \tilde{V}_{dc}, \\ \dot{\tilde{V}}_{dc} &= -\frac{1}{C} \left\{ \frac{3}{2} \frac{1}{V_{dc}} \left[E + \left(R_1 + R_2 \frac{L_m^2}{L_2^2} \right) (\dot{i}_q^* + \tilde{i}_q) \right] k_v \tilde{V}_{dc} \right\} + \\ &+ \frac{1}{C} \left\{ \frac{3}{2} \frac{1}{V_{dc}} \left[E + \left(R_1 + R_2 \frac{L_m^2}{L_2^2} \right) (\dot{i}_q^* + \tilde{i}_q) \right] x_v \right\} - \\ &- \frac{1}{C} \left(\dot{i}_L + \frac{3}{2} \frac{1}{V_{dc}} R_1 \frac{\psi^{*2}}{L_m^2 (\dot{i}_m)} \right) - \frac{1}{C} \left\{ \frac{3}{2} \frac{1}{V_{dc}} \left[E + \left(R_1 + R_2 \frac{L_m^2}{L_2^2} \right) (\dot{i}_q^* + \tilde{i}_q) \right] \right\} \tilde{i}_q, \end{aligned} \quad (2.64)$$

$$\begin{aligned} \dot{x}_q &= -k_{ii} \tilde{i}_q, \\ \dot{\tilde{i}}_q &= -k_{iq} \tilde{i}_q - \beta_m \omega_p \psi^* - \gamma_m \dot{i}_q^* + x_q - \dot{i}_q^*, \end{aligned} \quad (2.65)$$

$$\begin{aligned} \dot{i}_q^* &= -(-k_v \tilde{V}_{dc} + x_v), \\ \dot{i}_q^* &= k_v \tilde{V}_{dc} + k_{vi} \tilde{V}_{dc}. \end{aligned} \quad (2.66)$$

Аналіз стійкості нелінійної системи четвертого порядку (2.64), (2.65) в загальному вигляді дуже складний, що не дозволяє конструктивно сформулювати процедуру налаштування регуляторів для розрахунку коефіцієнтів: (k_v, k_{vi}) регулятора напруги та (k_{iq}, k_{ii}) регулятора струму.

Покажемо, що прийнятий при синтезі підхід на основі розділення у часі процесів регулювання в підсистемах (2.64), (2.65), дозволяє отримати деякі узагальнення по її налаштуванню.

Дві підсистеми регулювання напруги (2.64) і струму (2.65) включені в контурі зворотнього зв'язку. Нелінійна система (2.64), (2.65) має такі властивості:

а) в ізольованому стані кожна з підсистем є нелінійною неавтономною і локально асимптотично стійкою;

б) динамічна поведінка кожної ізольованої підсистеми визначається налаштуванням регулятора напруги $k_{vi} > 0$, $k_v > 0$ і регулятора струму $k_{ii} > 0$, $k_{iq} > 0$;

в) за умови обмеженості i_L , i_q^* також обмежений, тоді існують налаштування регуляторів напруги і струму такі, що дві підсистеми є «слабко» зв'язаними (квазірозв'язаними), що гарантує композитній системі (2.64), (2.65) асимптотичну стійкість. Для надання конструктивності останній властивості розглянемо загальну форму лінійної системи другого порядку:

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= -k_i x_2, \\ \dot{x}_2 &= -k_p x_2 + x_1,\end{aligned}\tag{2.67}$$

де k_p , k_i – коефіцієнти пропорційної та інтегральної дії в контурі регулювання.

Стандартне налаштування (2.67) встановлює співвідношення

$$k_i = \frac{k_p^2}{4} \text{ для } \zeta = 1; \quad k_i = \frac{k_p^2}{2} \text{ для } \zeta = \frac{\sqrt{2}}{2},\tag{2.68}$$

де ζ – коефіцієнт демпфування в контурі.

За умови налаштувань (2.68) швидкодія контура регулювання визначається частотою власних недемпфованих коливань $\omega_0^2 = k_i$.

З теорії каскадних систем, які складаються з внутрішнього і зовнішнього контурів регулювання, відомо, що для забезпечення показників якості керування кожний зовнішній контур регулювання повинен бути в (2-3) рази більш повільнішим у порівнянні з внутрішнім. Підсистема регулювання напруги (2.64) є зовнішньою по відношенню до підсистеми регулювання струму (2.65), тому встановимо умову $\omega_{0i} > (2-3)\omega_{0v}$, де індекси «i» та «v» відносяться до підсистем регулювання струму і напруги.

Оскільки аналітичне дослідження властивостей системи (2.64), (2.65) виконати складно для загального випадку, то розглянуто тестування системи

векторного керування (рис. 2.5) для АГ потужністю 2.2 кВт, параметри якого наведено у додатку А. В умовах тесту прийнято $C = 1000$ мкФ, $V_{dc} = 540$ В, $\omega = 140$ рад/с, $\psi^* = 0.96$ Вб.

На *першому етапі* виконано дослідження для об'єкта керування повного порядку (2.9) без урахування насичення магнітної системи. На *другому етапі* досліджено динамічну поведінку цієї системи за умови $(\tilde{i}_d, \tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q) = 0$, тобто коли підсистема потокозчеплення знаходиться у стані рівноваги, а її рівняння динаміки будуть мати вигляд (2.64), (2.65), (2.66). Правомірність нехтування похідною $\dot{i}_q^*$ в (2.65) досліджено на *третьому етапі* моделювання, в той час як на *четвертому етапі* розглянуто випадок, коли динамікою контура регулювання струму знехтувано, тобто в (2.64) прийнято $\tilde{i}_q = 0$.

На *п'ятому етапі* виконано дослідження для системи (2.9) з урахуванням нелінійності магнітної системи в АГ, в той час як в алгоритмі керування використовувалося лінійне представлення магнітної системи. На *шостому етапі* враховано насичення магнітної системи як в генераторі, так і в алгоритмі керування. На *завершальному етапі* досліджено поведінку системи на номінальній та нижчій на 30% кутових швидкостях.

2.3 Результати дослідження динаміки системи векторного керування АГ

Для проведення досліджень розраховано коефіцієнти налаштування регуляторів підсистеми напруги (2.64) та струму (2.65) в ізольованому стані для $k_{pv} = C^{-1}\varphi(t, i_q^*) = 710$ в (2.64) (див. (2.57), (2.58)) при $R_1 = 0$, $R_2 = 0$.

Розділення у часі процесів регулювання напруги та струму у відповідності до рівнянь (2.64), (2.65) встановлено визначенням $\omega_{0i} = 3\omega_{0v}$ для коефіцієнта демпфування $\zeta = 0.707$.

Для значень $\omega_{0v} = 100$ рад/с, $k_{pv} = 710$, коефіцієнти налаштування дорівнюють: $k_v = 0.2$, $k_{vi} = 14$, $k_i = 424$, $k_{ii} = 9 \cdot 10^4$.

Дослідження проведено з використанням наступної послідовності операцій керування:

- первинний рушій обертає вал АГ з постійною кутовою швидкістю 140 рад/с, яка дорівнює номінальній;
- початкова напруга ланки постійного струму $V_{dc}(0)$ дорівнює 310 В (57.4 % від номінальної);
- в початковий інтервал часу 0...0.25 с відбувається збудження з використанням траєкторії, яка зображена на рис. 2.6; з початкового значення $\psi(0)=0.02$ Вб завдання збільшується до 0.5 Вб; починаючи з 2-ої секунди завдання для модуля вектора потокозчеплення збільшується до номінального значення 0.96 Вб;
- до $t = 1$ с задана напруга в ланці постійного струму дорівнює 310 В;
- починаючи з $t = 1$ с за 0.5 с завдання напруги ланки постійного струму збільшується з початкового значення 310 В до номінального 540 В по траєкторії першого порядку, з першою похідною 460 В/с, як показано на рис. 2.6;
- в момент часу $t = 3$ с відбувається під'єднання резистивного навантаження в ланці постійного струму величиною 254 Ом (струм навантаження 2.1 А), що відповідає генеруємій потужності 1.13 кВт;
- в момент часу $t = 4$ с навантаження від'єднується.

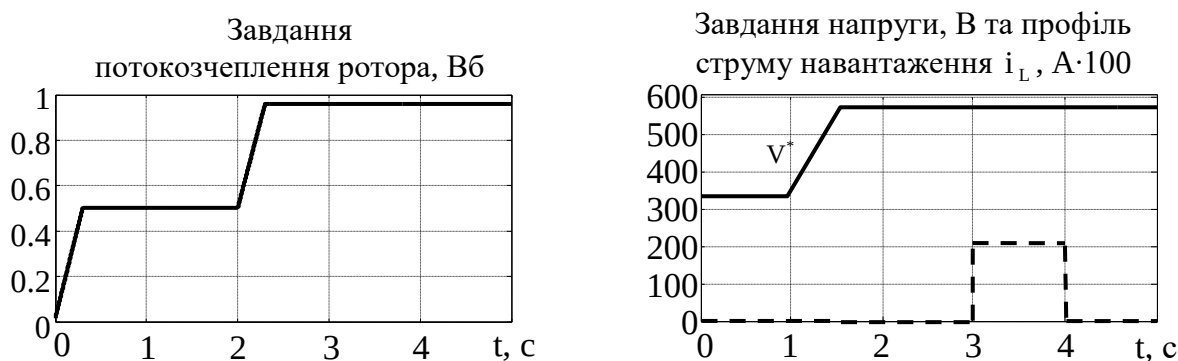


Рисунок 2.6 – Задані траєкторії потокозчеплення, напруги ланки постійного струму та профіль струму навантаження

На першому етапі проведено дослідження динаміки системи генерування з об'єктом керування повного порядку (2.9). Алгоритм векторного керування

АГ включає: регулятор потокозчеплення (2.21), (2.25); регулятори струму по осях d та q (2.15), (2.30), (2.46); регулятор напруги ланки постійного струму (2.61).

Перехідні процеси в умовах даного тесту представлено на рис. 2.7, з яких видно, що після завершення процесів збудження (після 2.5 с.) забезпечується асимптотичне регулювання модуля вектора потокозчеплення $\lim_{t \rightarrow \infty}(\tilde{\psi}) = 0$ і струму статора $\lim_{t \rightarrow \infty}(\tilde{i}_d) = 0$, а також асимптотичне полеорієнтування. Після завершення процесів збудження $\lim_{t \rightarrow \infty}(\tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q) = 0$ підсистема потокозчеплення (2.37), (2.38) є розв'язаною відносно підсистеми регулювання напруги.

На рис. 2.7 показано також похибку стабілізації кутової швидкості первинного рушія $\tilde{\omega} = \omega - \omega^*$, де $\omega^* = 140$ рад/с. Похибки регулювання напруги при дії стрибкоподібного навантаження компенсуються регулятором напруги. Максимальне значення похибки регулювання напруги не перевищує 13 В (2.5 % від номінального значення 540 В).

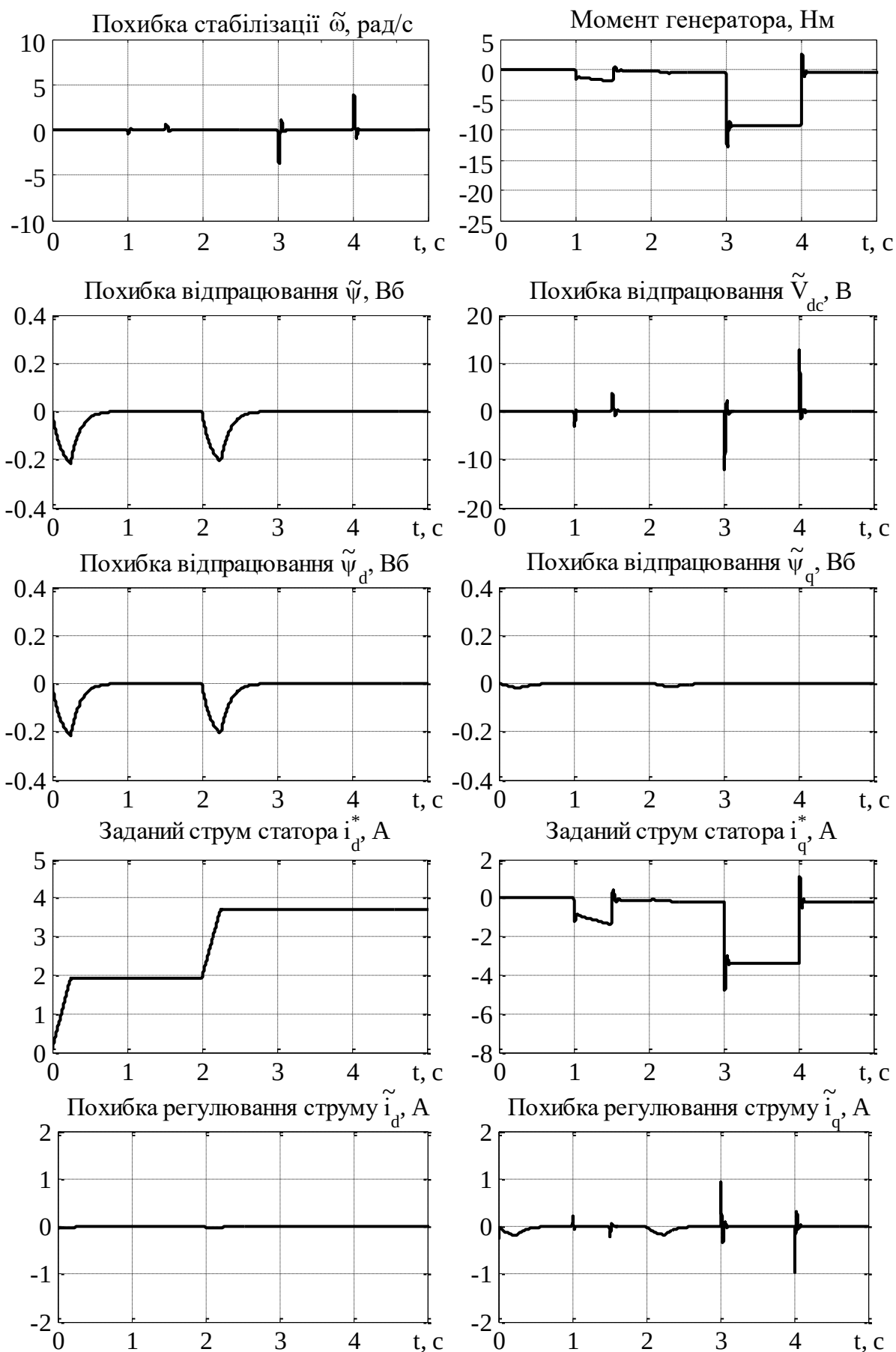


Рисунок 2.7 – Перехідні процеси в системі векторного керування повного порядку

На другому етапі досліджено динаміку системи, коли підсистема потокозчеплення знаходиться у стані рівноваги ($\tilde{i}_d, \tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q = 0$). Метою цього дослідження є підтвердження можливості застосування моделі зниженого порядку (2.64), (2.65), (2.66) для аналізу та синтезу підсистеми регулювання напруги. Для цього в (2.9) прийнято $\psi_d = \psi^*$, $\psi_q = 0$, $i_d = i_d^*$. Перехідні процеси в умовах даного тесту представлено на рис. 2.8. Для більшої наочності динамічну поведінку похибки відпрацювання напруги та компоненти струму статора по осі q показано тільки в момент під'єднання навантаження. На рис. 2.8 цифрою 1 позначено перехідні процеси в системі повного порядку (2.9), а цифрою 2 в системі зниженого порядку (2.64), (2.65), (2.66).

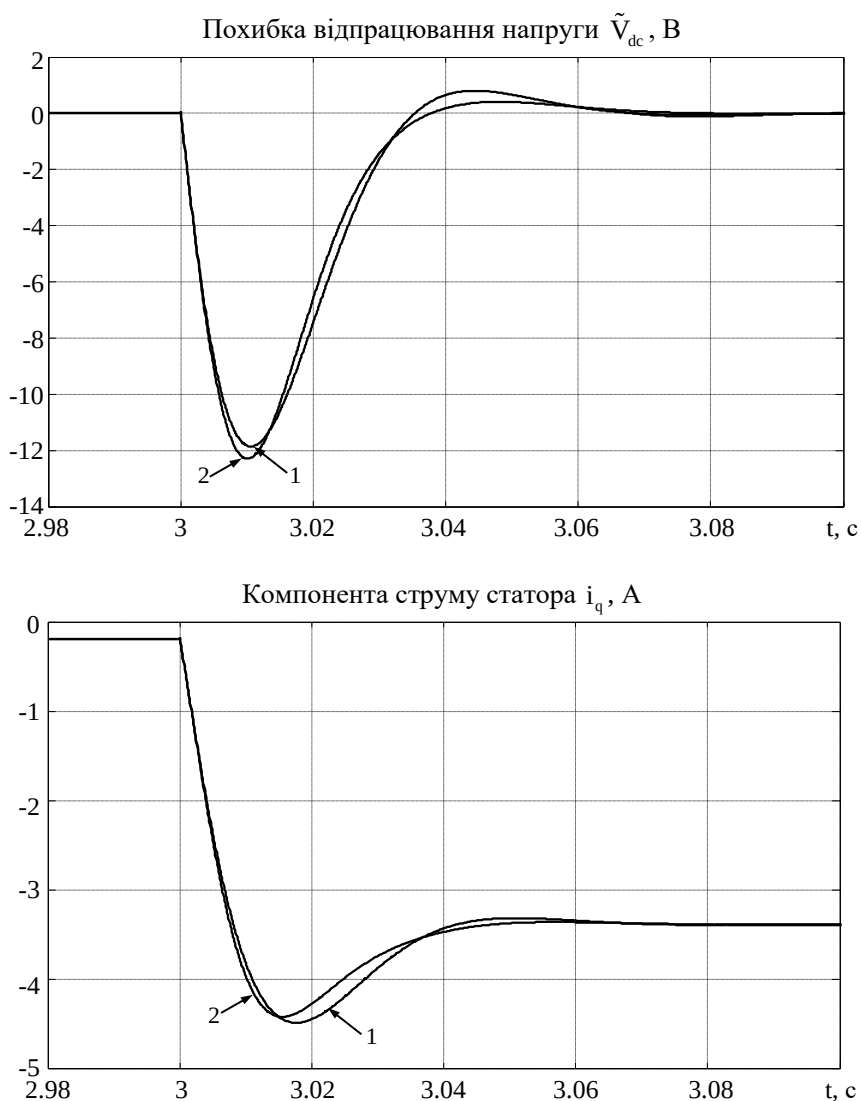


Рисунок 2.8 – Перехідні процеси в системі з об'єктом керування повного і зниженого порядку

На рис. 2.9 в умовах попереднього тесту (*третій етап*) додатково показано графіки перехідних процесів (графік 3) за умови нехтування похідною від заданого струму по осі q ($\dot{i}_q^* = 0$) в (2.64), (2.65). З аналізу перехідних процесів рис. 2.8 та рис. 2.9 слідує, що з достатнім для практики ступенем точності можна вважати процеси в підсистемах напруги і потокозчеплення розв'язаними за умови розділення процесів регулювання струму i_q та напруги відповідно. Графіки перехідних процесів на рис. 2.9 також підтверджують правомірність нехтування похідною від заданого струму $\dot{i}_q^*$ в рівнянні (2.65), що було запропоновано при конструюванні алгоритму керування напругою в (2.57).

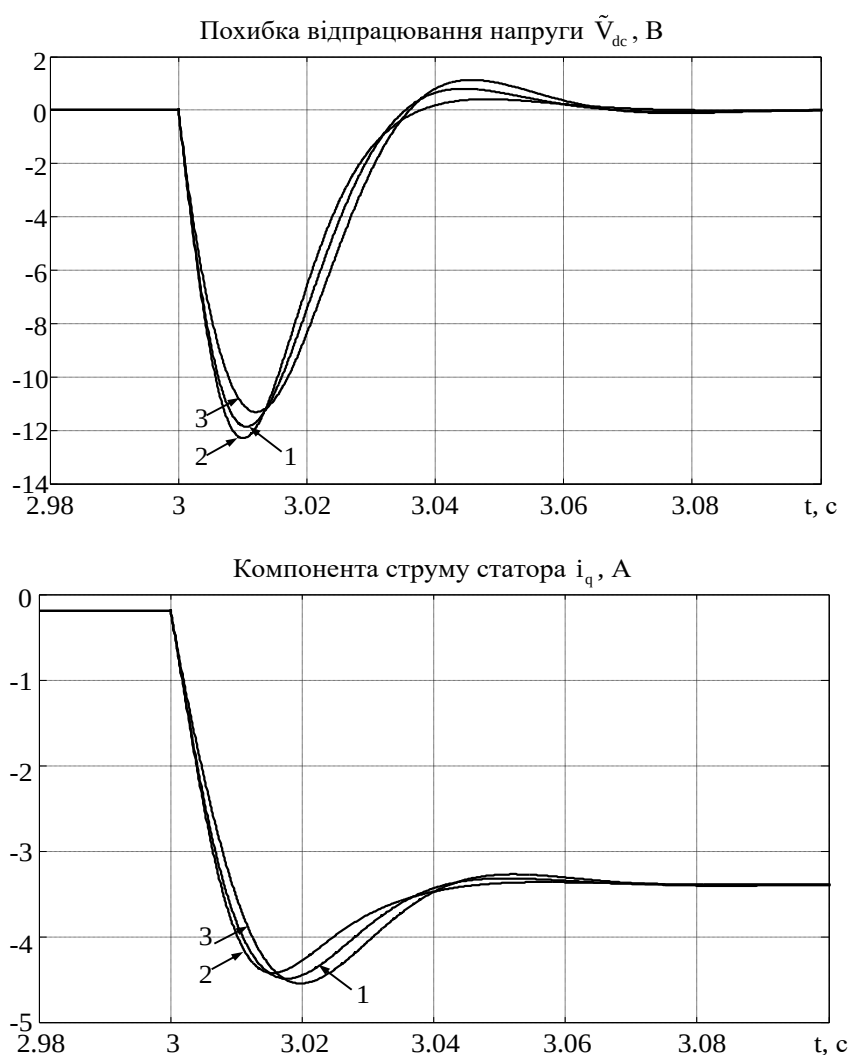


Рисунок 2.9 – Порівняння перехідних процесів в системі з об'єктом керування повного і зниженого порядку

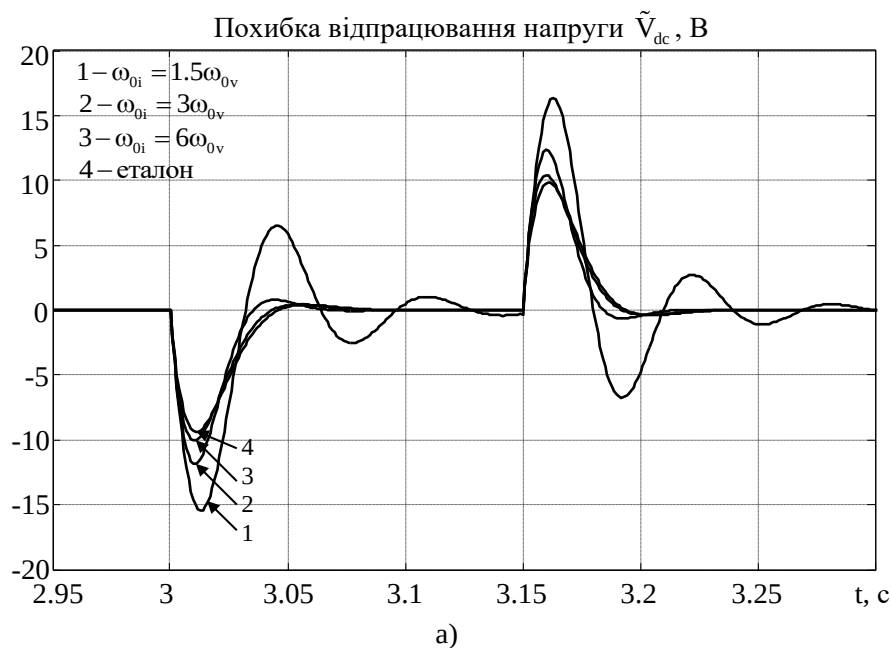
Таким чином це дослідження підтверджує правомірність використання моделі АГ зниженого порядку при синтезі алгоритму керування підсистемою напруги ланки постійного струму.

На четвертому етапі було досліджено динамічну поведінку ізольованого контура регулювання напруги, рівняння динаміки якого мають вигляд

$$\dot{\tilde{V}}_{dc} = \frac{1}{C} \left\{ -\frac{3}{2} \frac{1}{V_{dc}} \left[\frac{L_m}{L_2} \omega_{pn} \psi^* + \left(R_1 + R_2 \frac{L_m^2}{L_2^2} \right) i_q^* \right] i_q^* - \left(i_L + \frac{3}{2} \frac{1}{V_{dc}} R_1 \frac{\psi^{*2}}{L_m^2(i_m)} \right) \right\}, \quad (2.69)$$

$$\begin{aligned} i_q^* &= -(-k_v \tilde{V}_{dc} + x_v), \\ \dot{x}_v &= -k_{vi} \tilde{V}_{dc}. \end{aligned} \quad (2.70)$$

Графіки перехідних процесів в ізольованій підсистемі напруги (2.69), (2.70) представлено на рис. 2.10 як «еталон» - графік 4. З ними порівнювалися перехідні процеси в системі з об'єктом керування повного порядку (2.9) при різних налаштуваннях коефіцієнтів регуляторів напруги та струму, що забезпечують різне часове розділення процесів керування: $\omega_{0i} = 1.5\omega_{0v}$ - графік 1, $\omega_{0i} = 3\omega_{0v}$ - графік 2, $\omega_{0i} = 6\omega_{0v}$ - графік 3.



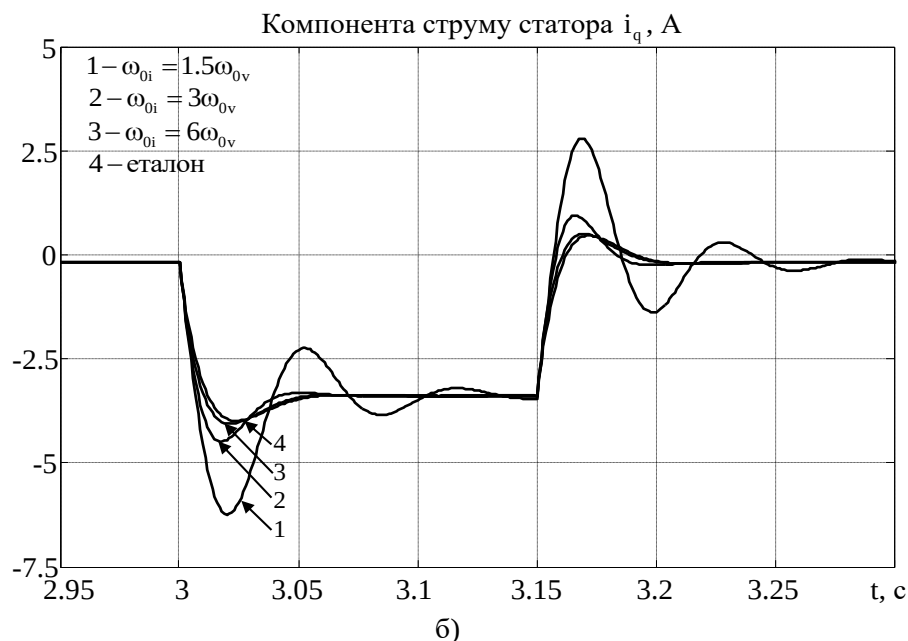


Рисунок 2.10 – Порівняння перехідних процесів в системі повного порядку та в ізольованому контурі регулювання напруги

З рис. 2.10 видно, що прийнята при конструюванні алгоритму керування умова $\omega_{0i} \geq 3\omega_{0v}$ є достатньою для розділення в часі процесів регулювання струму та напруги. При цьому процеси регулювання струму та напруги стають квазірозв'язаними і наближаються до еталонних, що і було основною ідеєю при проектуванні алгоритму керування.

На *n'*ятому етапі дослідження, графіки перехідних процесів якого представлено на рис. 2.11, проаналізовано вплив нелінійності магнітного кола АГ. Для цього в алгоритмі керування використано лінійне представлення магнітної системи, а в моделі генератора враховано насичення. З рис. 2.11 видно, що при завданні потокозчеплення на рівні половини від номінального порушується асимптотичність відпрацювання модуля вектора потокозчеплення ротора, виникає статична похибка $+0,17$ Вб (в момент часу до 2 с). Після завершення процесів збудження ($t \geq 2.5$ с) забезпечується асимптотичне регулювання модуля вектора потокозчеплення $\lim_{t \rightarrow \infty}(\tilde{\psi}) = 0$ і асимптотичність відпрацювання заданої траєкторії напруги $\lim_{t \rightarrow \infty}(\tilde{V}_{dc}) = 0$.

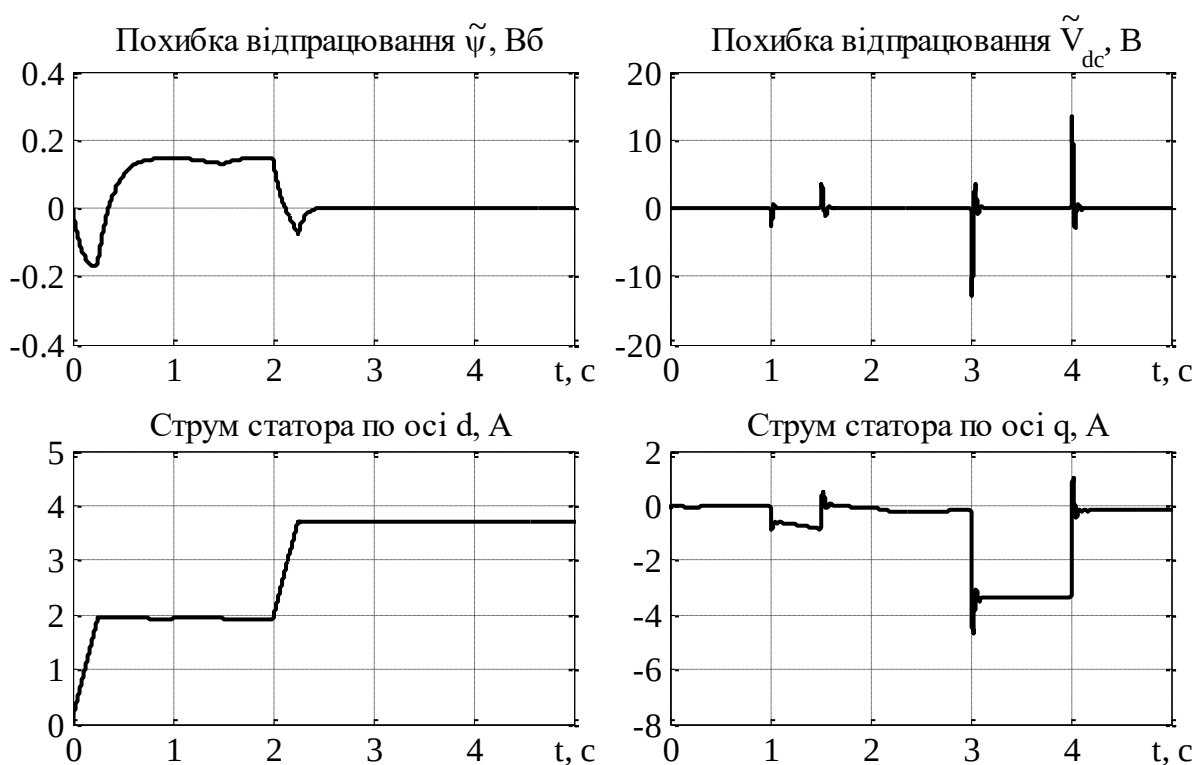


Рисунок 2.11 – Перехідні процеси в системі векторного керування повного порядку з нелінійною магнітною системою в моделі генератора та лінійною в алгоритмі керування

На шостому етапі дослідження, графіки перехідних процесів якого представлено на рис. 2.12, враховано насичення магнітного кола як в моделі генератора, так і в алгоритмі керування. З рис. 2.12 видно, що забезпечується асимптотичне регулювання модуля вектора потокозчеплення $\lim_{t \rightarrow \infty}(\tilde{\psi}) = 0$ на всьому етапі збудження (від 0...2,5 с). При цьому, спостерігається зменшення компоненти струму збудження i_d (-26% в момент часу 0...2 с) при відпрацюванні завдання потокозчеплення, що пояснюється більшим значенням індуктивності намагнічування на ділянці кривої намагнічування з потокозчепленнями, які менші за номінальне.

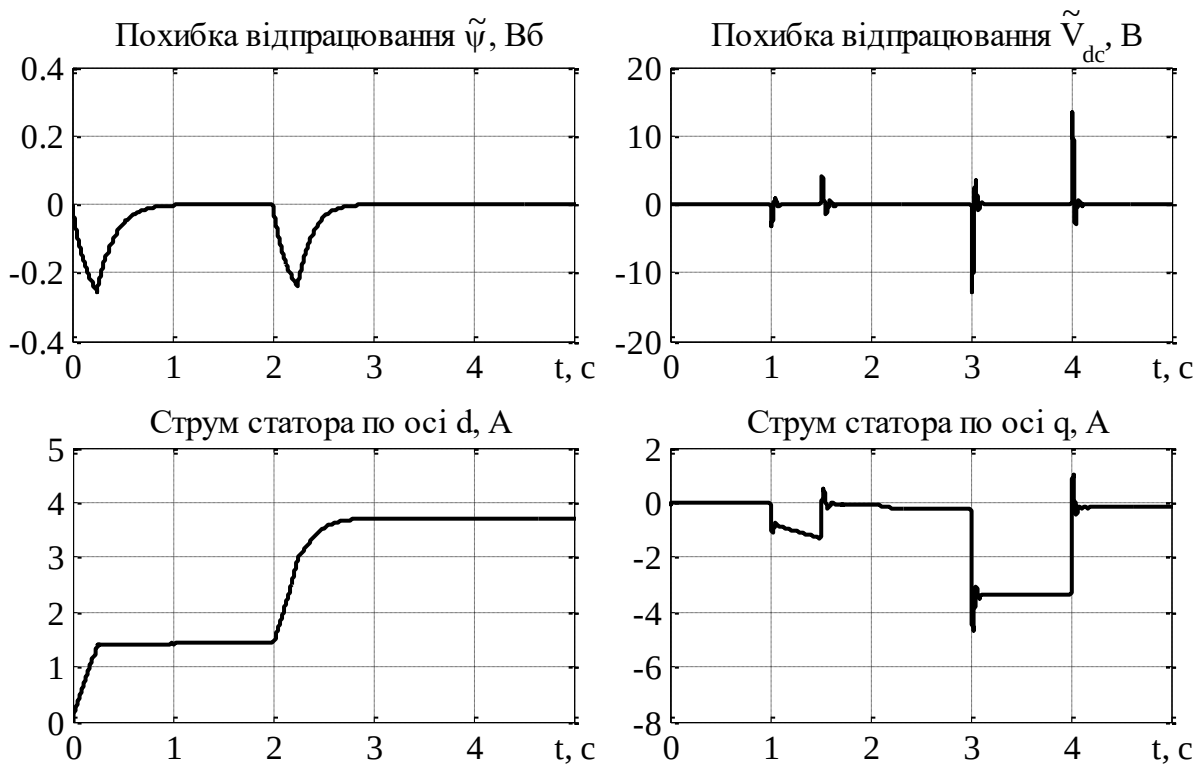


Рисунок 2.12 – Перехідні процеси в системі векторного керування повного порядку з нелінійною магнітною системою як в повній моделі генератора, так і в алгоритмі керування

На завершальному етапі дослідження, графіки перехідних процесів якого представлено на рис. 2.13, досліджено динаміку системи повного порядку на номінальній кутовій швидкості 140 рад/с та нижчій від номінальної 100 рад/с. З рис. 2.13 слідує, що на номінальній швидкості при під'єднанні навантаження величиною 2.1 А (в 3 с) виникає динамічна похибка регулювання напруги -12 В з часом перехідного процесу 0.05 с, в той час як на кутовій швидкості 100 рад/с, динамічна похибка регулювання напруги збільшується до -17 В (+30%) та затягується перехідний процес. Така поведінка слідує з рівнянь динаміки (2.60) з яких слідує, що за умови $\omega \neq \text{const}$ маємо $E = \frac{L_m}{L_2} \omega p_n \psi^* \neq \text{const}$ і коефіцієнт розімкненої системи $\varphi(t, i_q^*, V_{dc})$ є змінним.

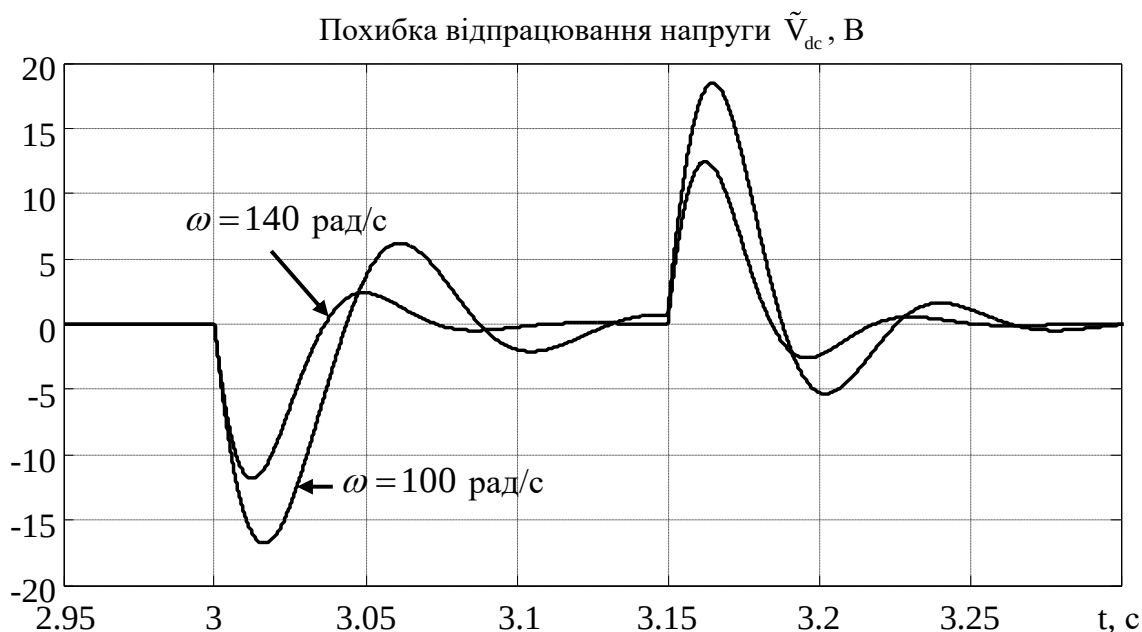


Рисунок 2.13 – Перехідні процеси в системі векторного керування повного порядку на різних кутових швидкостях

Відмітимо, що алгоритм непрямого полеорієнтування ненасиченою асинхронною машиною у відповідності до (2.15) - (2.17), (2.21), (2.25) прийнято називати стандартним векторним керуванням як для систем електроприводу, так і для генерування. До цього ж класу керувань відносяться і системи прямого векторного керування зі спостерігачем зниженого порядку, які мають однакові динамічні властивості з системами на основі непрямого полеорієнтування.

Висновки до розділу 2

1. Розроблено метод синтезу алгоритму непрямого векторного керування АГ в умовах врахування насичення магнітної системи для структури з пропорційно-інтегральними регуляторами струму та напруги, що базується на декомпозиції вихідної структури моделі генератора на дві квазірозв'язані підсистеми: напруги ланки постійного струму та потокозчеплення ротора.

2. Виконано теоретичний аналіз та дослідження властивостей стійкості та характеристик систем стандартного векторного керування насиченими АГ в конфігурації з лінійними пропорційно-інтегральними регуляторами струмів і

напруги, що забезпечують локальне асимптотичне регулювання напруги у ланці постійного струму та модуля потокозчеплення ротора з асимптотичною полеорієнтацією, асимптотичну квазірозв'язку процесів керування напруги у ланці постійного струму та потокозчеплення ротора за умов врахування насичення магнітної системи.

3. В результаті повномасштабного порівняльного дослідження методом математичного моделювання встановлено, що:

- якість перехідних процесів в підсистемах регулювання напруги і потокозчеплення ротора визначається стандартним налаштуванням систем другого порядку, шляхом вибору співвідношення між коефіцієнтами пропорційної та інтегральної складових регуляторів, що забезпечують необхідний коефіцієнт демпфування в замкнутому контурі ζ ;

- часове розділення процесів керування підсистем напруги та струмів статора досягається за рахунок вибору коефіцієнтів пропорційної та інтегральної складових відповідних регуляторів; швидкодія внутрішнього контура струму та зовнішнього контура напруги обирається з умови $\omega_{oi} \geq 3\omega_{ov}$, при якій забезпечується квазірозв'язку процесів регулювання в підсистемах напруги та потокозчеплення ротора;

- доведено правомірність нехтування похідною від заданого струму ($\dot{i}_q^* = 0$) в (2.65), в умовах, коли підсистема потокозчеплення знаходиться у стані рівноваги ($\tilde{i}_d, \tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q = 0$);

- алгоритм векторного керування АГ, який враховує насичення магнітної системи забезпечує асимптотичне регулювання напруги, модуля вектора потокозчеплення ротора та струмів статора, асимптотичну орієнтацію за вектором потокозчеплення ротора, асимптотичну квазірозв'язку процесів керування напруги та потокозчеплення ротора;

- нехтування насиченням магнітної системи, тобто не врахуванні кривої намагнічування в алгоритмі керування призводить до статичних похибок при

відпрацюванні модуля вектора потокозчеплення ротора для значень нижче номінального;

— в системі векторного керування з лінійним ПІ-регулятором напруги динамічні похибки регулювання напруги і якість перехідних процесів залежать від значення кутової швидкості ротора; налаштування виходячи з «найгіршого» випадку, яке необхідно застосовувати, призводить до зниження досяжних показників якості керування.

РОЗДІЛ 3

РОБАСТНЕ ВЕКТОРНЕ КЕРУВАННЯ АГ З ЛІНЕАРИЗУЮЧИМ ЗВОРОТНИМ ЗВ'ЯЗКОМ РЕГУЛЯТОРОМ НАПРУГИ

Метою даного розділу є розробка методу синтезу робастного до варіацій активного опору ротора алгоритму векторного керування АГ з орієнтацією за вектором потокозчеплення ротора, використовуючи метод лінеаризації зворотним зв'язком в умовах частково вимірюваного вектору змінних стану. Метод синтезу ґрунтується на формуванні результуючих рівнянь динаміки похибок відпрацювання змінних стану у формі декомпозиції вихідної нелінійної моделі асинхронного генератора на дві квазірозв'язані нелінійні підсистеми керування напруги в ланці постійного струму та потокозчеплення ротора.

Основні результати цього розділу представлено в [157].

3.1 Часткова лінеаризація рівнянь динаміки напруги ланки постійного струму

З (2.6)-(2.8) рівняння динаміки напруги ланки постійного струму запишемо у вигляді

$$\dot{V}_{dc} = \frac{1}{C} \left(\frac{P_s}{V_{dc}} - i_L \right), \quad i_L = \frac{V_{dc}}{R_L}. \quad (3.1)$$

Після завершення процесів регулювання струмів $(\tilde{i}_d, \tilde{i}_q) = 0$ та асимптотичного полеорієнтування $(\tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q) = 0$ (3.1) набуває наступного вигляду:

$$\dot{V}_{dc} = \frac{1}{C} \left\{ -\frac{3}{2V_{dc}} \left(\left(R_1 + (\alpha L_m) \frac{L_m}{L_2} \right) i_q^{*2} + \frac{L_m}{L_2} \omega p_n \psi^* i_q^* + R_1 \frac{\psi^{*2}}{L_m^2(i_m)} \right) - i_L \right\}. \quad (3.2)$$

Рівняння (3.2) є суттєво нелінійним, в якому заданий струм i_q^* є керуючою дією для стабілізації напруги V_{dc} , а складові, пропорційні ψ^* , а також струм навантаження i_L є збуреннями.

Для часткової лінеаризації (3.2) застосуємо перетворення координат

$$z = V_{dc}^2. \quad (3.3)$$

В нових координатах (3.2) запишеться

$$\begin{aligned} \dot{z} = -\frac{1}{C} \left\{ 3 \left[\frac{L_m}{L_2} \omega p_n \psi^* + \left(R_1 + (\alpha L_m) \frac{L_m}{L_2} \right) i_q^* \right] i_q^* + \right. \\ \left. + 3R_1 \frac{\psi^{*2}}{L_m^2(i_m)} + 2 \frac{z^*}{R_L} + 2 \frac{\tilde{z}}{R_L} \right\} \end{aligned} \quad (3.4)$$

Визначимо похибку регулювання

$$\tilde{z} = z - z^*, \quad z^* > 0, \quad (3.5)$$

де $z^* = (V_{dc}^*)^2$ – задане значення V_{dc} в нових координатах.

Рівняння динаміки похибки регулювання напруги (3.4) для $z^* = \text{const}$, $\dot{z}^* = 0$ зручно переписати у наступному вигляді:

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{z}} = -\frac{1}{C} \left\{ 3 \left[\frac{L_m}{L_2} \omega p_n \psi^* + \left(R_1 + (\alpha L_m) \frac{L_m}{L_2} \right) i_q^* \right] i_q^* + \right. \\ \left. + \left(3R_1 \frac{\psi^{*2}}{L_m^2(i_m)} + 2 \frac{z^*}{R_L} \right) + 2 \frac{\tilde{z}}{R_L} \right\}. \end{aligned} \quad (3.6)$$

Визначимо:

$$\varphi_1(t, i_q^*) = 3 \left[E + \left(R_1 + (\alpha L_m) \frac{L_m}{L_2} \right) i_q^* \right], \quad E = \frac{L_m}{L_2} \omega p_n \psi^* > 0, \quad (3.7)$$

$$F_1 = \left(3R_1 \frac{\psi^{*2}}{L_m^2(i_m)} + 2 \frac{z^*}{R_L} \right), \quad (3.8)$$

тоді рівняння (3.6) набуває наступної форми

$$\dot{\tilde{z}} = -C^{-1} \varphi_1(t, i_q^*) i_q^* - C^{-1} F_1 - 2C^{-1} \frac{\tilde{z}}{R_L}. \quad (3.9)$$

Порівняємо (3.9) з рівняннями динаміки похибки регулювання (2.60) для синтезу ПІ алгоритму регулювання напруги

$$\dot{V}_{dc} = -C^{-1} \varphi(t, i_q^*, V_{dc}) i_q^* - C^{-1} F(t), \quad (3.10)$$

Структура рівняння (3.9) на відміну від (3.10) з компонентами, які визначено в (2.58) - (2.60), має перевагу для траєкторій руху з V_{dc} , що суттєво відрізняються від значень V_{dc}^* , оскільки $\varphi_1(t, i_q^*)$ не є залежним від регульованої координати V_{dc} , а збурення F_1 є сталим. Важливим є також той факт, що для $R_L > 0$ рівняння (3.9) має стабілізуючий від'ємний зв'язок. В той же час коефіцієнт $\varphi_1(t, i_q^*)$ змінюється в залежності від кутової швидкості і завдання струму i_q^* .

Аналогічно до (2.60) керуючий вплив i_q^* в (3.9) відповідає за регулювання заданої напруги та за компенсацію постійного збурення F_1 , що складається із компенсації струму навантаження та постійного збурення у вигляді активних втрат $R_1 \frac{\psi^{*2}}{L_m^2(i_m)}$. Подальший аналіз керування системою (3.9) здійснюється аналогічно розглянутому в підрозділі 2.2.

3.2 Частково лінеаризуючий алгоритм керування напругою ланки постійного струму

Для структури нелінійної системи першого порядку (3.9) зручно розділити керуючий вплив i_q^* на дві компоненти:

$$i_q^* = i_{q1}^* + i_{q2}^*, \quad (3.11)$$

де i_{q1}^* – компонента, яка відповідає за компенсацію постійного збурення F_1 та i_{q2}^* – компонента, яка відповідає за регулювання напруги ланки постійного струму.

З урахуванням (3.11) рівняння (3.9) запишеться у вигляді

$$\begin{aligned} \dot{z} = & -\frac{1}{C} \left[3(E + R_{\Sigma} i_{q1}^*) i_{q1}^* + 3R_{\Sigma} i_{q1}^* i_{q2}^* + \right. \\ & \left. + 3[E + 2R_{\Sigma} i_{q1}^*] i_{q2}^* + 3R_{\Sigma} i_{q2}^{*2} + F_1 - 2\frac{\tilde{z}}{R_L} \right], \end{aligned} \quad (3.12)$$

$$\text{де } R_{\Sigma} = R_1 + (\alpha L_m) \frac{L_m}{L_2}.$$

Компонента струму i_{q1}^* для компенсації струму навантаження з (3.12) розраховується у вигляді

$$i_{q1}^* = \frac{-E + \sqrt{E^2 - 4R_{\Sigma} \frac{F_1}{3}}}{2R_{\Sigma}}. \quad (3.13)$$

З урахуванням (3.13) рівняння динаміки (3.12) набуває вигляду

$$\dot{\tilde{z}} = -\frac{1}{C} \left[3(E + R_{\Sigma} 2i_{q1}^*) i_{q2}^* + 3R_{\Sigma} i_{q2}^{*2} + 2 \frac{\tilde{z}}{R_L} \right]. \quad (3.14)$$

Сформуємо в (3.14) компоненту струму i_{q2}^* , яка відповідає за регулювання напруги, у вигляді нелінійного пропорційно-інтегрального регулятора

$$i_{q2}^* = \frac{C}{3(E + 2R_{\Sigma} i_{q1}^*)} (k_v \tilde{z} + x_v), \quad (3.15)$$

$$\dot{x}_v = k_{vi} \tilde{z}.$$

Рівняння динаміки похибок регулювання напруги (3.14) за умови дії регулятора (3.15) запишеться у наступній формі:

$$\dot{\tilde{z}} = -\left(k_v + \frac{2}{C} \frac{1}{R_L}\right) \tilde{z} - x_v - R_{\Sigma} \left(\frac{C}{3(E + 2R_{\Sigma} i_{q1}^*)} \right)^2 (k_v \tilde{z} + x_v)^2, \quad (3.16)$$

$$\dot{x}_v = k_{vi} \tilde{z}.$$

Нелінійна система (3.16) має наступні властивості. Лінійна частина

$$\dot{\tilde{z}} = -\left(k_v + \frac{2}{C} \frac{1}{R_L}\right) \tilde{z} - x_v, \quad (3.17)$$

$$\dot{x}_v = k_{vi} \tilde{z}.$$

є асимптотично стійкою для всіх $(k_v, k_{vi}) > 0$ та $k_v > \left| \frac{2}{C} \frac{1}{R_L} \right|$. Нелінійність в (3.16) визначається останньою складовою першого рівняння і має білінійні властивості, тому лінеаризована в околі положення рівноваги $(\tilde{z}, x_v) = 0$ система має вигляд (3.17), звідки слідує, що частково лінеаризована система (3.16) є локально асимптотично стійкою. Таким чином для малих відхилень $\tilde{z}, x_v$ забезпечується асимптотичність регулювання $\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{z}, x_v) = 0$.

Синтезований регулятор забезпечує показники якості керування, які не залежать від кутової швидкості і завдання для потокозчеплення ψ^* за рахунок його лінеаризуючої дії. Результуючі рівняння нелінійного регулятора з (3.13) і (3.15) мають вигляд

$$i_q^* = i_{q1}^* + i_{q2}^* = -\frac{-\frac{L_m}{L_2} \omega p_n \psi^* + \sqrt{\left(\frac{L_m}{L_2} \omega p_n \psi^*\right)^2 - \frac{4}{3} R_\Sigma \left(3R_1 \frac{\psi^{*2}}{L_m^2(i_m)} + 2 \frac{z^*}{R_L}\right)}}{2R_\Sigma} +$$

$$+ \frac{C}{3 \left(\frac{L_m}{L_2} \omega p_n \psi^* + 2R_\Sigma i_{q1}^*\right)} (k_v \tilde{z} + x_v), \quad (3.18)$$

$$\dot{x}_v = k_{vi} \tilde{z}.$$

Фізична реалізуємість регулятора (3.18) вимагає виконання фізичних обмежень в (3.13) і (3.15)

$$\sqrt{\left(\frac{L_m}{L_2} \omega p_n \psi^*\right)^2 - \frac{4}{3} R_\Sigma \left(3R_1 \frac{\psi^{*2}}{L_m^2(i_m)} + 2 \frac{z^*}{R_L}\right)} > 0,$$

$$\left(\frac{L_m}{L_2} \omega p_n \psi^* + 2R_\Sigma i_{q1}^*\right) > 0,$$

які досягаються шляхом формування ψ^* і обмежень на $i_L = \frac{V_{dc}}{R_L}$

Перехідні процеси, які показано на рис. 3.1, порівнюють динамічну поведінку системи з ПІ алгоритмом (2.61) (графік 1) та алгоритмом з частковою лінеаризацією (3.18) (графік 2) за умови однакового налаштування лінійної частини (3.17) і умов тестування, розглянутих на рис. 2.6.

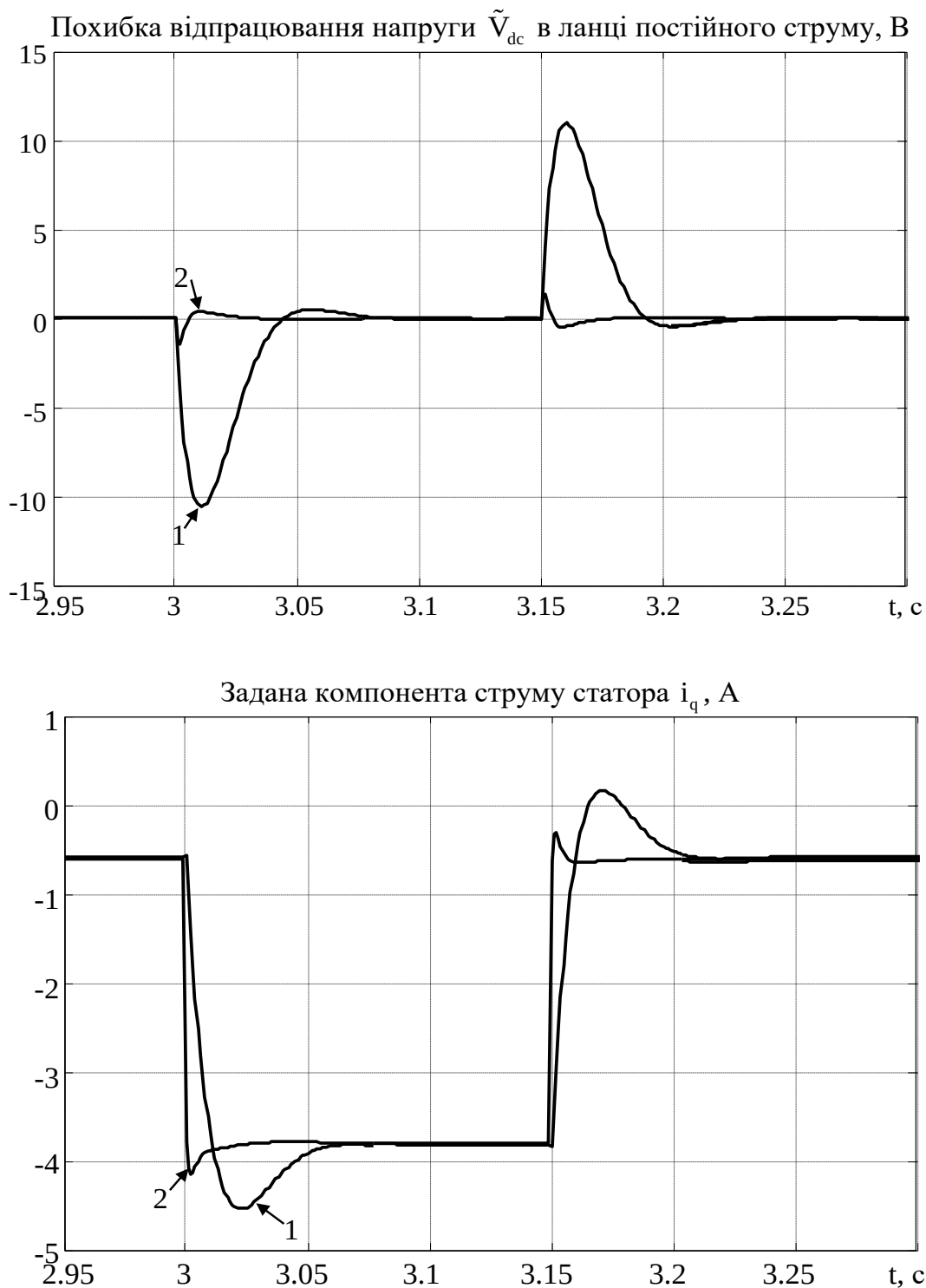


Рисунок 3.1 – Порівняння перехідних процесів для регулятора з частковою лінеаризацією та ПІ-регулятора напруги

Структурну схему регулятора напруги (3.18), який забезпечує часткову лінеаризацію представлено на рис. 3.2.

динамічну поведінку контура регулювання напруги і встановлює обмеження на налаштуванні ПІ складової регулятора напруги. В режимах роботи з ослабленням поля за рахунок впливу на завдання ψ^* , наприклад, для роботи при швидкостях вище номінальної, або при використанні різних технологій оптимізації втрат, коефіцієнт E , а тому і $\varphi(t, i_q^*, V_{dc})$ буде змінним. Для компенсації змінності $\varphi(t, i_q^*, V_{dc})$ запропоновано метод керування напругою ланки постійного струму на основі технології лінеаризуючого зворотним зв'язком керування, яке забезпечить лінійну еквівалентну поведінку замкненого контура регулювання напруги.

Сформуємо бажану динаміку напруги ланки постійного струму у вигляді лінійної системи другого порядку

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{z}} &= -k_v \tilde{z} - x_v, \\ \dot{x}_v &= k_{vi} \tilde{z},\end{aligned}\tag{3.19}$$

де k_v , k_{vi} – пропорційний та інтегральний коефіцієнти регулятора напруги, x_v – інтегральна компонента регулятора напруги.

Розглянемо рівняння (3.6), яке зручно переписати у наступному вигляді:

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{z}} &= -\frac{3}{C} \left\{ \left(R_{\Sigma} i_q^{*2} + \frac{L_m}{L_2} \omega_p \psi^* i_q^* + R_1 \frac{\psi^{*2}}{L_m^2 (i_m)} \right) + \right. \\ &\quad \left. + \frac{2}{3} \left(\frac{z^*}{R_L} + \frac{\tilde{z}}{R_L} \right) \right\} + (-k_v \tilde{z} - x_v), \\ \dot{x}_v &= k_{vi} \tilde{z}.\end{aligned}\tag{3.20}$$

З (3.19) та (3.20), а також з (3.6)-(3.9) встановлюємо, що лінеаризуючий зворотним зв'язком алгоритм регулювання напруги, який перетворює нелінійну систему (3.20) до лінійної асимптотично стійкої системи другого порядку (3.19) має вигляд

$$\begin{aligned}
i_q^* &= \frac{-\frac{L_m}{L_2} \omega p_n \psi^* + \sqrt{\left(\frac{L_m}{L_2} \omega p_n \psi^*\right)^2 - 4R_\Sigma \rho}}{2R_\Sigma}, \\
\rho &= R_1 \frac{\psi^{*2}}{L_m^2(i_m)} + \frac{2}{3} \frac{z^*}{R_L} + \frac{C}{3} (-k_v \tilde{z} - x_v), \\
\dot{x}_z &= k_{vi} \tilde{z},
\end{aligned} \tag{3.21}$$

$$\text{де } k_v = k_{v1} + \frac{2}{3} \frac{1}{R_L}.$$

Лінеаризуючий зворотним зв'язком алгоритм (3.21) компенсує зміни кутової швидкості ω та заданого потокозчеплення ψ^* , падіння напруги на активних опорах статора та ротора, а також струм навантаження. Фізична реалізуємість (3.21) забезпечується за умови

$$\left(\frac{L_m}{L_2} \omega p_n \psi^*\right)^2 - 4R_\Sigma \left(R_1 \frac{\psi^{*2}}{L_m^2(i_m)} + \frac{2}{3} \frac{z^*}{R_L} + \frac{C}{3} (-k_v \tilde{z} - x_v)\right) > 0,$$

тобто для малих значень $\tilde{z}$ та x_v , тому алгоритм (3.21) має розглядатися як локально асимптотично стійкий.

Завдяки використанню лінеаризуючого зворотним зв'язком регулятора напруги (3.21) динаміка похибок (3.19) є лінійною з асимптотично стійким положенням рівноваги $(\tilde{z}, x_z) = 0$ для всіх $(k_v, k_{vi}) > 0$.

Перехідні процеси, які показано на рис. 3.3, порівнюють динамічну поведінку системи з ПІ алгоритмом (2.61) (графік 1), а також з лінеаризуючим зворотним зв'язком регулятором напруги (3.21) без компенсації навантаження ($R_L = \infty$ графік 2) і з компенсацією (графік 3).

З порівняльного аналізу слідує, що в системі з прямою компенсацією навантаження забезпечується значне зменшення динамічної похибки регулювання напруги, аналогічно як це було отримано в системі з частково лінеаризуючим регулятором (3.18) (див. рис. 3.1). Відмітимо, що в умовах, коли компенсація навантаження на основі його вимірювання не здійснюється,

падіння напруги компенсується дією інтегральної складової регулятора напруги.

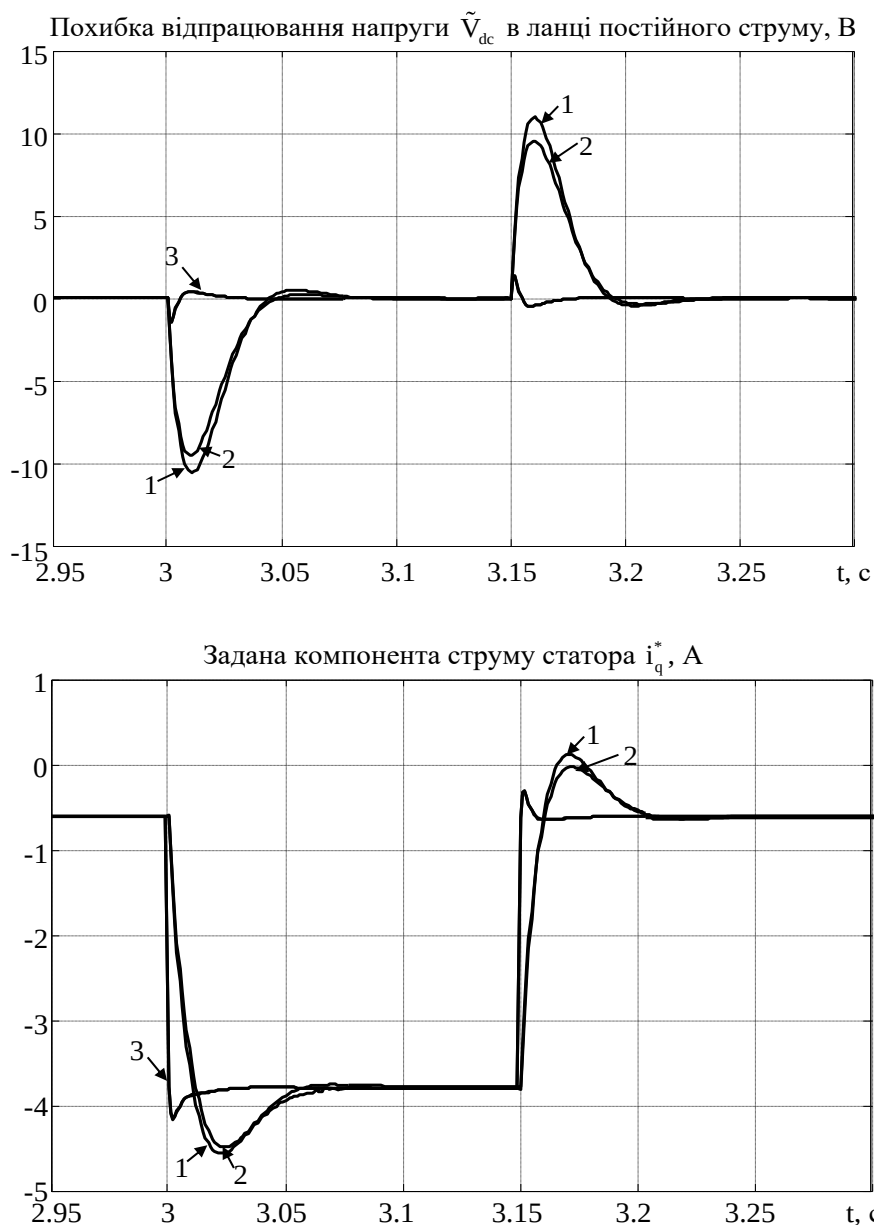


Рисунок 3.3 – Порівняння динамічних процесів при використанні алгоритмів різної структури

Структурну схему лінеаризуючого зворотним зв'язком регулятора напруги представлено на рис. 3.4.

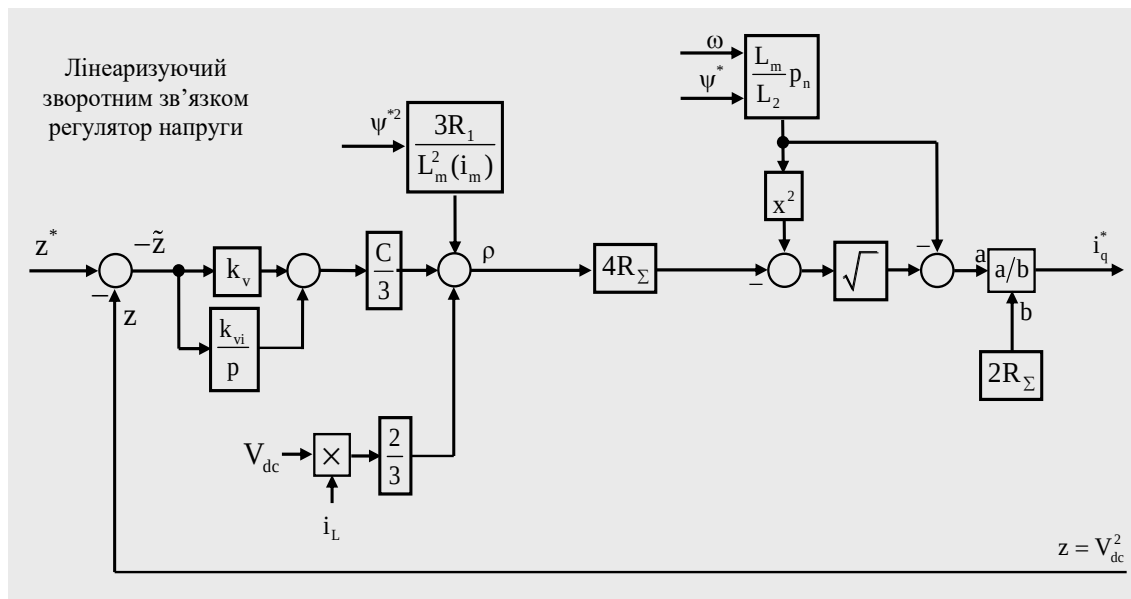


Рисунок 3.4 – Структурна схема лінеаризуючого зворотним зв'язком регулятора напруги

3.4 Робастне відносно варіацій активного опору ротора керування вектором потокозчеплення

3.4.1 Керування вектором потокозчеплення на основі другого методу Ляпунова. Теоретичні положення

Чутливість систем непрямого векторного керування [143] до варіацій активного опору ротора визначається відсутністю зворотних зв'язків відносно похибок відпрацювання компонент вектора потокозчеплення ротора, оскільки стандартні алгоритми векторного керування є розімкненими. Похибки регулювання струмів, у відповідності з проведеним в підрозділі 2.2 аналізом, можна вважати нульовими $\tilde{i}_d \equiv \tilde{i}_q \equiv 0$, тому в умовах варіацій активного опору ротора рівняння динаміки похибок потокозчеплення набувають вигляду

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{\psi}}_d &= -\alpha_m \tilde{\psi}_d + \omega_2 \tilde{\psi}_q, \\ \dot{\tilde{\psi}}_q &= -\alpha_m \tilde{\psi}_q - \omega_2 \tilde{\psi}_d + \Delta(\alpha L_m) i_q,\end{aligned}\tag{3.22}$$

де $\Delta(\alpha L_m) i_q$ – збурення, яке обумовлено зміною активного опору ротора.

З (3.1) слідує, що за умови навантаження ланки постійного струму маємо $i_q \neq 0$ і тому система (3.22) втрачає властивості асимптотичності, тобто $\tilde{\psi}_d \neq 0, \tilde{\psi}_q \neq 0$. В [93], [88] авторами вперше запропоновано покращене векторне керування, в якому електромагнітна підсистема являється замкненою, що забезпечує підвищені властивості робастності у порівнянні з стандартним непрямым векторним керуванням. Концепція покращеного непрямого векторного керування в [88] передбачає декомпозицію вихідної моделі асинхронної машини за рахунок дії нелінійного регулятора на дві взаємозв'язані підсистеми електромеханічну та електромагнітну. При цьому електромагнітна підсистема синтезується глобально експоненційно стійкою за рахунок введення нелінійного зворотного зв'язку по похибці відпрацювання польової компоненти струму статора. Як показано теоретично в [88] та експериментально в [93], покращене непряме векторне керування гарантує більш високу робастність по відношенню до параметричних збурень роторного кола. Подальший розвиток концепції покращеного непрямого векторного керування АД представлено у ряді публікацій [86], [120], [158]–[160], в яких робастифікація досягається формуванням коригуючої функції електромагнітної підсистеми не на основі похибки регулювання польової компоненти вектора статора $\tilde{i}_d$, а в функції похибки її оцінювання за умови нульових похибок регулювання статорних струмів $\tilde{i}_d, \tilde{i}_q$ в усталених режимах. При такому підході процеси регулювання струмів і їх оцінювання для отримання інформації про похибки потокозчеплень розділені.

У відповідності до поставленої задачі керування модулем вектора потокозчеплення ротора та напруги в ланці постійного струму асинхронного генератора, яка сформована в підрозділі 2.1, необхідно синтезувати нелінійний

регулятор, який би гарантував досягнення цілей керування О.1 – О.4 розділу 2, а також додаткову ціль О.5, що визначає робастність до варіацій активного опору ротора.

Пропозиція 3.1. При виконанні допущень А.1 – А.4 існує нелінійний регулятор по вимірюваному виходу, який перетворює вихідну модель системи генерування (2.9) в нелінійну систему, яка складається із двох зв'язаних підсистем у вигляді

$$\dot{\mathbf{x}}_1 = \mathbf{A}_1(t, \mathbf{x}_1) \mathbf{x}_1, \quad (3.23)$$

$$\dot{\mathbf{x}}_2 = \mathbf{A}_2(t, \mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2) \mathbf{x}_2 + \mathbf{B}(t) \mathbf{x}_1, \quad (3.24)$$

з функцією виходу

$$\mathbf{y}_1 = \mathbf{h}(t, \mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2), \quad (3.25)$$

де $\mathbf{x}_1 \in \mathbb{R}^{n_1}$, $\mathbf{x}_2 \in \mathbb{R}^{n_2}$ – розширені вектори похибок відпрацювання координат електромагнітної підсистеми АГ та електричної підсистеми відповідно, $\mathbf{A}_1(t)$, $\mathbf{A}_2(t, \mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2)$, $\mathbf{B}(t)$ – матриці відповідних розмірностей, безперервні відносно своїх аргументів.

Загальна структура двох взаємозв'язаних підсистем (3.23)-(3.24) має наступні властивості: а) матриця $\mathbf{A}_1$ є Гурвіцевою, тобто положення рівноваги $\mathbf{x}_1 = 0$ є глобально експоненційно стійким $\forall \mathbf{x}_1 \in \mathbb{R}^{n_1}, \forall t \geq 0$; б) матриця $\mathbf{B}(t)$ обмежена $\forall t \geq 0$, тобто евклідова норма $\|\mathbf{B}(t)\| \leq b < \infty$; в) нелінійна система $\dot{\mathbf{x}}_2 = \mathbf{A}_2(t, \mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2) \mathbf{x}_2$ є локально асимптотично стійкою; функція $\mathbf{h}(t, \mathbf{x})$ така, що $\lim_{\mathbf{x} \rightarrow 0} \mathbf{h}(t, \mathbf{x}) = 0, \forall t \geq 0, \mathbf{x} = (\mathbf{x}_1^T, \mathbf{x}_2^T)^T$.

За цих умов положення рівноваги $\mathbf{x} = 0$ системи (3.23), (3.24) є локально експоненційно стійким, оскільки композитна система (3.23), (3.24) представляє собою послідовне з'єднання двох експоненційно стійких підсистем за допомогою обмеженої матриці $\mathbf{B}(t)$. Доведення пропозиції 3.1 конструктивно подано синтезом алгоритму робастного векторного керування асинхронним

генератором. Якщо умови пропозиції 3.1 виконуються, то цілі керування О.1 – О.4, сформовані в підрозділі 2.1, також досягаються.

Відповідно до пропозиції 3.1 нелінійний регулятор формує дві взаємозв'язані підсистеми: електромагнітну, задану вектором $\mathbf{x}_1$, задачею якої є відпрацювання модуля потокозчеплення ротора $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\psi} = 0$ та досягнення орієнтації за вектором потокозчеплення ротора $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\psi}_q = 0$, а також електричну, яка задана вектором $\mathbf{x}_2$, задачею якого є регулювання заданої напруги $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{V}_{dc} = 0$.

Електромагнітна підсистема (потокозчеплення) синтезується з метою досягнення умови а) пропозиції 3.1, яка забезпечить досягнення цілей керування О.2 та О.3, тобто асимптотичне відпрацювання заданого модуля вектора потокозчеплення ротора, а також асимптотичної полеорієнтації. У поєднанні з алгоритмами керування напруги в ланці постійного струму, які розглянуто в підрозділах 2.2 та 3.3, досягаються цілі керування О.1, О.4 та О.5.

На першому етапі, слідуючи концепції непрямого векторного керування [88], [161], [162], визначимо заданий вектор $\mathbf{x}_e^* = (\psi^*, 0, i_d^*)^T$ для вектора змінних $\mathbf{x}_e = (\psi_d, \psi_q, i_d)^T$ моделі асинхронного генератора (2.9). Звідки вектор похибок відпрацювання заданих траєкторій запишемо в наступному вигляді

$$\tilde{\mathbf{x}}_e = \mathbf{x}_e - \mathbf{x}_e^* = (\tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q, \tilde{i}_d)^T. \quad (3.26)$$

Рівняння динаміки похибок відпрацювання (3.26) для електромагнітної підсистеми асинхронного генератора запишуться в наступній формі:

$$\begin{aligned}
\dot{\tilde{\psi}}_d &= -\alpha_m \tilde{\psi}_d + (\omega_0 - \omega p_n) \tilde{\psi}_q + (\alpha L_m) \tilde{i}_d - \alpha_m \psi^* + (\alpha L_m) i_d^* - \dot{\psi}^*, \\
\dot{\tilde{\psi}}_q &= -(\omega_0 - \omega p_n) \tilde{\psi}_d - \alpha_m \tilde{\psi}_q + (\alpha L_m) \tilde{i}_q - (\omega_0 - \omega p_n) \psi^* + (\alpha L_m) i_q^*, \\
\dot{\tilde{i}}_d &= \alpha_m \beta_m \tilde{\psi}_d + \beta_m \omega p_n \tilde{\psi}_q - \gamma_m \tilde{i}_d + \omega_0 \tilde{i}_q + \alpha_m \beta_m \psi^* - \gamma_m i_d^* + \omega_0 i_q^* + \sigma_m^{-1} u_d - \dot{i}_d^*,
\end{aligned} \tag{3.27}$$

Представимо (3.27) у векторно-матричній формі

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}}_e = \begin{pmatrix} \dot{\tilde{\psi}}_d \\ \dot{\tilde{\psi}}_q \\ \dot{\tilde{i}}_d \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\alpha_m & (\omega_0 - \omega p_n) & (\alpha L_m) & 0 \\ -(\omega_0 - \omega p_n) & -\alpha_m & 0 & (\alpha L_m) \\ \alpha_m \beta_m & \beta_m \omega p_n & -\gamma_m & \omega_0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{\psi}_d \\ \tilde{\psi}_q \\ \tilde{i}_d \end{pmatrix} + \tag{3.28}$$

$$+ \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \sigma_m^{-1} u_d \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} -\alpha_m & 0 & (\alpha L_m) & 0 \\ -(\omega_0 - \omega p_n) & 0 & 0 & (\alpha L_m) \\ \alpha_m \beta_m & 0 & -\gamma_m & \omega_0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \psi^* \\ 0 \\ i_d^* \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} -\dot{\psi}^* \\ 0 \\ -\dot{i}_d^* \end{pmatrix} \triangleq$$

$$\begin{aligned}
&\triangleq \mathbf{A}_e(t) \tilde{\mathbf{x}}_e + \mathbf{A}_1(\omega, \omega_0) \mathbf{x}_e^* + \mathbf{B} \mathbf{u} - \dot{\mathbf{x}}_e^*, \\
&\tilde{\mathbf{y}}_e = \mathbf{C}_1 \tilde{\mathbf{x}}_e,
\end{aligned} \tag{3.29}$$

де $\tilde{\mathbf{y}}_e$ – вектор похибок відпрацювання вимірюваних змінних простору стану $\mathbf{x}_e$, $\mathbf{C}_1 = \text{diag}(0, 0, 1)$, тому $\tilde{\mathbf{y}}_e = \tilde{i}_d$.

Загальний підхід до синтезу системи керування для нелінійного об'єкту полягає у формуванні керуючих дій $\mathbf{u}$ у формі, що гарантує не тільки асимптотичність відпрацювання вектора заданих змінних $\mathbf{x}_e^*$, але й задовільні показники якості відпрацювання та робастність до параметричних збурень.

Технічно синтез зручно виконати в такій послідовності на першому кроці сформуємо керування у вигляді

$$\begin{aligned}
\mathbf{u} &= \mathbf{B}^{-1}(\mathbf{u}_1 + \mathbf{v}), \\
\mathbf{u}_1 &= \mathbf{A}_1(\omega, \omega_0) \mathbf{x}_e^* + \dot{\mathbf{x}}_e^*,
\end{aligned} \tag{3.30}$$

де $\mathbf{u}_1$ – вектор компенсуючого керування, $\mathbf{v}$ – вектор керуючих дій, для формування зворотніх зв'язків, який має загальну форму

$$\mathbf{v} = \mathbf{G}(t)\mathbf{C}_1\tilde{\mathbf{x}}_e. \quad (3.31)$$

Результуючі рівняння динаміки похибок відпрацювання, які отримуються після підстановки (3.30), (3.31) в (3.29) мають вигляд

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}}_e = (\mathbf{A}_e(t) + \mathbf{G}(t)\mathbf{C}_1)\tilde{\mathbf{x}}_e \triangleq \mathbf{A}(t)\tilde{\mathbf{x}}_e, \quad (3.32)$$

де $\mathbf{A}(t) = \mathbf{A}_e(t) + \mathbf{G}(t)\mathbf{C}_1$ – матриця Гурвіца.

Для цього необхідно, щоб $\mathbf{A}(t)$ задовольняла рівнянню Ляпунова

$$\mathbf{A}^T(t)\mathbf{P} + \mathbf{P}\mathbf{A}(t) = -\mathbf{Q}, \quad (3.33)$$

де $\mathbf{P} \in \mathbb{R}^{n \times n}$, $\mathbf{Q} \in \mathbb{R}^{n \times n}$, $\mathbf{P}^T = \mathbf{P} > 0$, $\mathbf{Q}^T = \mathbf{Q} > 0$.

Синтез керування $\mathbf{u} \in \mathbb{R}^m$, $m=1$ для нелінійної системи (3.29) з вектором стану $\tilde{\mathbf{x}}_e \in \mathbb{R}^n$, $n=3$ визначається специфікою керування по вимірюваному виходу $\mathbf{y} \in \mathbb{R}^r$, $r < n$ в умовах, коли повний вектор регулюючих змінних $\mathbf{y}_1 \in \mathbb{R}^q$, $q = m < n$ є частково вимірюваний. Загальних методів рішення задач нелінійного керування такими об'єктами не існує, тому запропоновано використовувати фундаментальну властивість пасивності електричних підсистем електромеханічних перетворювачів, яка полягає у тому, що власна номінальна динаміка генератора $\dot{\tilde{\mathbf{x}}}_e = \mathbf{A}_e(t)\tilde{\mathbf{x}}_e$ в (3.29) має глобально експоненційно стійке положення рівноваги $\tilde{\mathbf{x}}_e = 0$. За цієї умови положення рівноваги $\tilde{\mathbf{x}}_e(t) = 0$ є глобально експоненційно стійким, як показано в [163].

Суть запропонованого метода синтезу полягає у наступному. При частковій вимірюваності вектору стану $n > m$, для формування $\mathbf{u}_1$ в (3.30) необхідно задати $(n - m)$ співвідношень, які встановлюють взаємозв'язок між

проміжними координатами, а також, при необхідності, формують рівняння нульової динаміки.

3.4.2 Синтез підсистеми керування потокозчепленням ротора в умовах непрямого полеорієнтування

Рівняння динаміки похибок відпрацювання електромагнітної підсистеми асинхронного генератора мають вигляд (3.28). Задача синтезу алгоритму керування потокозчепленням ротора полягає у формуванні заданих траєкторій зміни вектора потокозчеплення ротора, що задаються i_d^* та кутовим положенням ротора $\dot{\epsilon}_0 = \omega_0$ в перших двох рівняннях (3.28), а також в знаходженні керуючої дії u_d , що гарантують підсистемі потокозчеплення (3.29) властивість глобальної експоненційної стійкості.

Із першого рівняння (3.28) алгоритм керування модулем вектора потокозчеплення буде

$$i_d^* = \frac{(\alpha_m \psi^* + \dot{\psi}^*)}{\alpha_m L_m(i_m)}. \quad (3.34)$$

Сформуємо спостерігач польової компоненти струму статора, а також динаміку кутового положення модуля вектора потокозчеплення ротора у вигляді

$$\dot{\hat{i}}_d = -\gamma_m \hat{i}_d + \omega_0 i_q + \alpha_m \beta_m \psi^* + \sigma_m^{-1} u_d + k_1 \tilde{i}_d, \quad (3.35)$$

$$\dot{\epsilon}_0 = \omega_0 = \omega p_n + (\alpha L_m) \frac{i_q}{\psi^*} + \gamma_1 \beta_m \omega p_n \frac{\tilde{i}_d}{\psi^*} + \gamma_2 \beta_m \omega p_n \frac{\tilde{i}_d}{\psi^*}, \quad (3.36)$$

де $k_1 > 0$ – коригуючий коефіцієнт спостерігача струму по осі d , $\gamma_1, \gamma_2 > 0$ – коефіцієнти налаштування підсистеми потокозчеплення ротора, $\tilde{i}_d = i_d - \hat{i}_d$ – похибка оцінювання польової компоненти струму статора.

Відзначимо, що компоненти $\left(\gamma_1 \beta_m \omega p_n \tilde{i}_d / \psi^* + \gamma_2 \beta_m \omega p_n \tilde{i}_d / \psi^* \right)$ в (3.36)

забезпечують підсистемі потокозчеплення властивості замкненої системи та надають властивості робастності до варіацій активного опору ротора при ненульовій швидкості обертання машини.

Використовуючи останнє рівняння в (3.28), сконструюємо алгоритм відпрацювання струму статора по осі d у такому вигляді:

$$\begin{aligned} u_d &= \sigma_m \left(\gamma_m \dot{i}_d^* - \omega_0 i_q - \alpha_m \beta_m \psi^* + \dot{i}_d^* - k_{id1} \tilde{i}_d + z_d \right), \\ \dot{z}_d &= -k_{ii} \tilde{i}_d, \end{aligned} \quad (3.37)$$

де z_d – інтегральна компонента регулятора струму по осі d , $k_{id1}, k_{ii} > 0$ – коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регулятора струму по осі d .

Рівняння динаміки похибок відпрацювання в електромагнітній підсистемі при використанні регулятора потокозчеплення ротора (3.34)-(3.36) та нелінійного регулятора струму по осі d (3.37), мають вигляд

$$\begin{aligned} \dot{z}_d &= -k_{ii} \tilde{i}_d, \\ \dot{\tilde{i}}_d &= -(k_{id1} + \gamma_m) \tilde{i}_d + \alpha_m \beta_m \tilde{\psi}_d + \beta_m \omega p_n \tilde{\psi}_q + \omega_0 \tilde{i}_q + z_d, \\ \dot{\tilde{\psi}}_d &= -\alpha_m \tilde{\psi}_d + (\omega_0 - \omega p_n) \tilde{\psi}_q + (\alpha L_m) \tilde{i}_d, \\ \dot{\tilde{\psi}}_q &= -\alpha_m \tilde{\psi}_q - (\omega_0 - \omega p_n) \tilde{\psi}_d - \gamma_1 \beta_m \omega p_n \tilde{i}_d - \gamma_2 \beta_m \omega p_n \tilde{i}_d, \\ \dot{\tilde{i}}_d &= -\gamma_m \tilde{i}_d + \alpha_m \beta_m \tilde{\psi}_d + \beta_m \omega p_n \tilde{\psi}_q - k_{i1} \tilde{i}_d. \end{aligned} \quad (3.38)$$

Рівняння (3.38) у векторно-матричному вигляді, відповідно до визначень (3.23)-(3.25) пропозиції 3.1 будуть

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}}_1 = \mathbf{A}_1(t) \tilde{\mathbf{x}}_1, \quad (3.39)$$

де $\tilde{\mathbf{x}}_1 = \left(z_d, \tilde{i}_d, \tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q, \tilde{i}_d \right)^T$,

$$\mathbf{A}_1(t) = \begin{bmatrix} 0 & k_{ii} & 0 & 0 & 0 \\ -1 & -k_{id1} & \alpha_m \beta_m & \beta_m \omega_{p_n} & 0 \\ 0 & (\alpha L_m) & -\alpha_m & \omega_2 & 0 \\ 0 & -\gamma_1 \beta_m \omega_{p_n} & -\omega_2 & -\alpha_m & -\gamma_2 \beta_m \omega_{p_n} \\ 0 & 0 & \alpha_m \beta_m & \beta_m \omega_{p_n} & -k_0 \end{bmatrix},$$

$$\omega_2 = (\omega_0 - \omega_{p_n}), k_{id} = \gamma_m + k_{id1}, k_0 = \gamma_m + k_1.$$

Доведення стійкості положення рівноваги $\tilde{\mathbf{x}}_1 = 0$ слідує із розгляду функції Ляпунова для похибок відпрацювання за умови $z_d = 0$ [164].

Розглянемо додатну визначену функцію

$$V = \left(\tilde{\psi}_d^2 + \tilde{\psi}_q^2 + \gamma_1 \tilde{i}_d^2 + \gamma_2 \tilde{i}_d^2 \right) / 2 > 0, \quad (3.40)$$

похідна якої в силу рішень (3.39) при $z_d = 0$ має вигляд

$$\dot{V} = -\alpha_m (\tilde{\psi}_d^2 + \tilde{\psi}_q^2) + \alpha_m (L_m(i_m) + \gamma_1 \beta_m) \tilde{\psi}_d \tilde{i}_d + \gamma_2 \alpha_m \beta_m \tilde{\psi}_d \tilde{i}_d - \gamma_1 k_{id} \tilde{i}_d^2 - \gamma_2 k_0 \tilde{i}_d^2. \quad (3.41)$$

З розгляду квадратичної форми (3.41) встановлюємо, що умова $\dot{V} < 0$ для будь яких $(\alpha_m, L_m(i_m), \beta) > 0$ завжди може бути забезпечена за рахунок відповідного вибору коефіцієнтів налаштування $(\gamma_1, \gamma_2, k_{id}, k_0) > 0$. Пряме застосування теореми Ляпунова про стійкість нелінійних систем встановлює, що з умови $V > 0$, $\dot{V} < 0$ слідує глобальна експоненційна стійкість положення рівноваги $\left(\tilde{i}_d, \tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q, \tilde{i}_d \right)^T = 0$. В той же час структура матриці $\mathbf{A}_1(t)$ в (3.39) гарантує глобальну експоненційну стійкість положення рівноваги $\tilde{\mathbf{x}}_1 = \left(z_d, \tilde{i}_d, \tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q, \tilde{i}_d \right)^T = 0$.

Таким чином положення рівноваги $\tilde{\mathbf{x}}_1$ є глобально експоненційно стійким, що гарантує досягнення асимптотичного відпрацювання модуля поточкозчеплення ротора з одночасною асимптотичною полеорієнтацією за

вектором потокозчеплення ротора. Отже, цілі керування 0.2, 0.3 та 0.5 досягаються.

Із четвертого рівняння в (3.39) слідує, що підсистема потокозчеплення має два від'ємні зворотні зв'язки $\gamma_1 \beta_m \omega_p \tilde{i}_d + \gamma_2 \beta_m \omega_p \tilde{i}_d$ з коефіцієнтами γ_1 та γ_2 . При дії параметричних збурень роторного кола компонента $\tilde{i}_d$ буде прямувати до нуля в усталеному режимі, в той же час коригуючий сигнал $\gamma_2 \beta_m \omega_p \tilde{i}_d$ забезпечує підсистемі потокозчеплення ротора замкненість від'ємним зворотним зв'язком за умови $\omega \neq 0$, а, отже і грубість по відношенню до варіації параметрів роторного кола. Рішення (3.35)-(3.37) може розглядатися як подальший розвиток загальнотеоретичного результату [119] шляхом врахування насичення магнітної системи АГ.

3.4.3 Синтез підсистеми керування потокозчепленням ротора в умовах прямого полеорієнтування

З (2.9) рівняння динаміки електричної підсистеми АГ мають вигляд

$$\begin{aligned} \dot{i}_d &= -\gamma_m i_d + \omega_0 i_q + \alpha_m \beta_m \psi_d + \omega_p \beta_m \psi_q + \sigma_m^{-1} u_d, \\ \dot{i}_q &= -\gamma_m i_q - \omega_0 i_d + \alpha_m \beta_m \psi_q - \omega_p \beta_m \psi_d + \sigma_m^{-1} u_q, \\ \dot{\psi}_d &= -\alpha_m \psi_d + \omega_2 \psi_q + (\alpha L_m) i_d, \\ \dot{\psi}_q &= -\alpha_m \psi_q - \omega_2 \psi_d + (\alpha L_m) i_q, \end{aligned} \quad (3.42)$$

Визначимо оцінки струму і модуля потокозчеплення як $\hat{i}_d$, $\hat{\psi}$. Сконструємо спостерігач зниженого порядку для електричної підсистеми АГ у наступній формі:

$$\begin{aligned}
\dot{\hat{i}}_d &= -\gamma_m \hat{i}_d + \omega_0 i_q + \alpha_m \beta_m \hat{\psi} + \sigma_m^{-1} u_d + k_1 \tilde{i}_d, \\
\dot{\hat{\psi}} &= -\alpha_m \hat{\psi} + (\alpha L_m) i_d, \\
\dot{\hat{\epsilon}}_0 &= \omega p_n + (\alpha L_m) \frac{i_q}{\hat{\psi}} + \gamma_2 \frac{\beta_m \omega p_n \tilde{i}_d}{\hat{\psi}},
\end{aligned} \tag{3.43}$$

де $(k_1, \gamma_2) > 0$ – коефіцієнти налаштування спостерігача, $\tilde{i}_d = i_d - \hat{i}_d$ – похибка оцінювання струму i_d .

З (3.42) та (3.43) отримаємо наступні рівняння динаміки похибок оцінювання:

$$\begin{aligned}
\dot{\tilde{i}}_d &= -k_0 \tilde{i}_d + \alpha_m \beta_m \tilde{\psi}_{2d} + \omega p_n \beta_m \tilde{\psi}_{2q}, \\
\dot{\tilde{\psi}}_{2d} &= -\alpha_m \tilde{\psi}_{2d} + \omega_2 \tilde{\psi}_{2q}, \\
\dot{\tilde{\psi}}_{2q} &= -\alpha_m \tilde{\psi}_{2q} - \omega_2 \tilde{\psi}_{2d} - \gamma_2 \omega p_n \beta_m \tilde{i}_d,
\end{aligned} \tag{3.44}$$

де $\tilde{\psi}_{2d} = \psi_d - \hat{\psi}$, $\tilde{\psi}_{2q} = \psi_q$ – похибки оцінювання компонент вектора потокозчеплення ротора, $k_0 = \gamma_m + k_1$.

Для доведення властивостей стійкості системи (3.44) розглянемо наступну функцію Ляпунова

$$V = \frac{1}{2} \left(\tilde{\psi}_{2d}^2 + \tilde{\psi}_{2q}^2 + \gamma_2 \tilde{i}_d^2 \right) > 0, \tag{3.45}$$

похідна від якої в силу рішень (3.44) має вигляд

$$\dot{V} = -\alpha_m \left(\tilde{\psi}_{2d}^2 + \tilde{\psi}_{2q}^2 \right) + \gamma_2 (\alpha L_m) \beta_m \tilde{\psi}_{2d} \tilde{i}_d - \gamma_2 k_0 \tilde{i}_d^2. \tag{3.46}$$

За умови $\alpha_m k_0 > \gamma_2 \frac{(\alpha L_m)^2 \beta_m^2}{4}$ похідна $\dot{V} < 0$, тому положення рівноваги системи (3.44) $\tilde{i}_d = 0, \tilde{\psi}_{2d} = \tilde{\psi}_{2q} = 0$ є глобально експоненційно стійким, якщо

$\hat{\psi} > 0$. Відмітимо, що в (3.46) умову $\dot{V} < 0$ завжди можливо забезпечити за рахунок вибору γ_2 .

Таким чином з аналізу стійкості слідує, що рівняння (3.43) описують асимптотичний спостерігач для електричної підсистеми АГ в (3.42), який має властивості робастності до варіацій активного опору ротора, а також він є замкненим від'ємним зворотним зв'язком через складову $\gamma_2 \beta_m \omega p_n \tilde{i}_d$.

Оскільки в системах зі спостерігачами керування здійснюється не реальною величиною, а оціненою координатою, то об'єкт керування модулем вектора потокозчеплення буде складатися з другого рівняння в (3.43) та першого рівняння в (3.42). Визначимо похибку відпрацювання оціненого модуля вектора потокозчеплення у вигляді $\tilde{\psi} = \hat{\psi} - \psi^*$, тоді з урахуванням раніше визначеної похибки відпрацювання струму $\tilde{i}_d = i_d - i_d^*$, отримаємо наступні рівняння динаміки похибок відпрацювання

$$\dot{\tilde{\psi}} = -\alpha_m \tilde{\psi} + (\alpha L_m) i_d^* + (\alpha L_m) \tilde{i}_d - \alpha_m \psi^* - \dot{\psi}^*, \quad (3.47)$$

$$\dot{\tilde{i}}_d = -\gamma_m \tilde{i}_d - \gamma_m i_d^* + \omega_0 i_q + \alpha_m \beta_m \tilde{\psi} + \alpha_m \beta_m \hat{\psi} + \omega p_n \beta_m \tilde{\psi}_{2q} + \sigma_m^{-1} u_d - \dot{i}_d^*, \quad (3.48)$$

Регулятори потокозчеплення (оціненого) та струму з (3.47) мають вигляд

$$i_d^* = \frac{1}{(\alpha L_m)} (\alpha_m \psi^* + \dot{\psi}^* - k_{\psi 1} \tilde{\psi} + x_{\psi}), \quad (3.49)$$

$$\dot{x}_{\psi} = -k_{\psi i} \tilde{\psi},$$

$$u_d = \sigma_m (\gamma_m i_d^* - \omega_0 i_q - \alpha_m \beta_m \hat{\psi} + \dot{i}_d^* - k_{id1} \tilde{i}_d + z_d), \quad (3.50)$$

$$\dot{z}_d = -k_{ii} \tilde{i}_d,$$

де x_{ψ} – інтегральна складова регулятора потокозчеплення; $(k_{\psi 1}, k_{\psi i}) > 0$ – коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регулятора потокозчеплення; z_d – інтегральна компонента регулятора струму, $k_{id1}, k_{ii} > 0$ –

коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регулятора струму; $\dot{i}_d^*$ розраховується в силу виразу (3.49).

Після підстановки (3.49), (3.50) в (3.47), (3.48), а також з урахуванням (3.44) отримуємо рівняння динаміки похибок відпрацювання і оцінювання у вигляді

$$\begin{aligned}\dot{x}_\psi &= -k_{\psi i} \tilde{\psi}, \\ \dot{\tilde{\psi}} &= -k_\psi \tilde{\psi} + x_\psi + (\alpha L_m) \tilde{i}_d, \\ \dot{z}_d &= -k_{ii} \tilde{i}_d, \\ \dot{\tilde{i}}_d &= -k_{id} \tilde{i}_d + z_d + \alpha_m \beta_m \tilde{\psi}_{2d} + \omega_p \beta_m \tilde{\psi}_{2q},\end{aligned}\tag{3.51}$$

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{\psi}}_{2d} &= -\alpha_m \tilde{\psi}_{2d} + \omega_2 \tilde{\psi}_{2q}, \\ \dot{\tilde{\psi}}_{2q} &= -\alpha_m \tilde{\psi}_{2q} - \omega_2 \tilde{\psi}_{2d} - \gamma_2 \omega_p \beta_m \tilde{i}_d, \\ \dot{\tilde{i}}_d &= -k_0 \tilde{i}_d + \alpha_m \beta_m \tilde{\psi}_{2d} + \omega_p \beta_m \tilde{\psi}_{2q},\end{aligned}\tag{3.52}$$

де $k_\psi = (\alpha_m + k_{\psi 1})$, $k_{id} = (\gamma_m + k_{id1})$.

Відповідно до (3.51), (3.52) дві підсистеми оцінювання (3.52) та регулювання (3.51) включені послідовно. Підсистема оцінювання (3.52) є глобально асимптотично експоненційно стійкою, тобто похибки оцінювання $(\tilde{\psi}_{2d}, \tilde{\psi}_{2q}, \tilde{i}_d)$ прямують до нуля з експоненційним рівнем затухання незалежно від динамічної поведінки підсистеми регулювання оціненого модуля вектора потокозчеплення ротора. З іншого боку підсистема регулювання (3.51) є лінійною і асимптотично стійкою за будь яких значень коефіцієнтів налаштування регулятора потокозчеплення $(k_{\psi 1}, k_{\psi i})$ та регулятора струму (k_{id}, k_{ii}) . Таким чином положення рівноваги композитної системи (3.51), (3.52) є глобально експоненційно стійким, тобто

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (x_\psi, \tilde{\psi}, z_d, \tilde{i}_d, \tilde{\psi}_{2d}, \tilde{\psi}_{2q}, \tilde{i}_d) = 0. \quad (3.53)$$

Важливо відмітити, що вплив збурення $(\alpha_m \beta_m \tilde{\psi}_{2d} + \omega p_n \beta_m \tilde{\psi}_{2q})$ для підсистеми регулювання може бути довільно зменшений за рахунок підвищення коефіцієнтів регуляторів струму і регулятора потокозчеплення, завдяки чому забезпечується умова $\tilde{\psi}(t) \cong 0 \forall t \geq 0$, якщо $\hat{\psi}(0) = \psi^*(0) > 0$. Таким чином гарантується відсутність виродженості в останньому рівнянні (3.43).

Повний алгоритм робастного прямого векторного керування вміщує:

– робастний спостерігач зниженого порядку (3.43)

$$\begin{aligned} \dot{\hat{i}}_d &= -\gamma_m \hat{i}_d + \omega_0 i_q + \alpha_m \beta_m \hat{\psi} + \sigma_m^{-1} u_d + k_1 \tilde{i}_d, \\ \dot{\hat{\psi}} &= -\alpha_m \hat{\psi} + (\alpha L_m) i_d, \\ \dot{\hat{\epsilon}}_0 &= \omega p_n + (\alpha L_m) \frac{i_q}{\hat{\psi}} + \gamma_2 \frac{\beta_m \omega p_n \tilde{i}_d}{\hat{\psi}}, \end{aligned} \quad (3.54)$$

$$\text{де } \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} = \mathbf{e}^{-J\epsilon_0} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \end{pmatrix};$$

– регулятор модуля (оціненого) вектора потокозчеплення (3.49)

$$\begin{aligned} i_d^* &= \frac{1}{(\alpha L_m)} (\alpha_m \psi^* + \dot{\psi}^* - k_{\psi 1} \tilde{\psi} + x_\psi), \\ \dot{x}_\psi &= -k_{\psi i} \tilde{\psi}; \end{aligned} \quad (3.55)$$

– регулятори струмів (3.50)

$$u_d = \sigma_m (\gamma_m i_d^* - \omega_0 i_q - \alpha_m \beta_m \hat{\psi} + i_d^* - k_{id1} \tilde{i}_d + z_d), \quad \dot{z}_d = -k_{ii} \tilde{i}_d, \quad (3.56)$$

$$u_q = \sigma_m (\gamma_m i_q^* + \omega_0 i_d + \beta_m \omega p_n \psi^* - k_{iq1} \tilde{i}_q + z_q), \quad \dot{z}_q = -k_{ii} \tilde{i}_q; \quad (3.57)$$

– лінеаризуючий зворотним зв'язком регулятор напруги (3.21)

$$\begin{aligned}
i_q^* &= \frac{-\frac{L_m}{L_2} \omega p_n \psi^* + \sqrt{\left(\frac{L_m}{L_2} \omega p_n \psi^*\right)^2 - 4R_\Sigma \rho}}{2R_\Sigma}, \\
\rho &= R_1 \frac{\psi^{*2}}{L_m^2(i_m)} + \frac{2}{3} \frac{z}{R_L} + \frac{C}{3} (-k_v \tilde{z} + k_{vi} x_z), \\
\dot{x}_z &= -\tilde{z}.
\end{aligned} \tag{3.58}$$

Напруги в двофазній системі, які прикладаються до статорних обмоток АГ мають вигляд

$$\begin{pmatrix} u_a \\ u_b \end{pmatrix} = \mathbf{e}^{J\varepsilon_0} \begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix}. \tag{3.59}$$

Напруги в трифазній системі, отримані шляхом перетворення Кларк $[2 \rightarrow 3]$ мають вигляд

$$\begin{aligned}
u_{s1} &= u_a, \\
u_{s2} &= -\frac{1}{2} u_a + \frac{\sqrt{3}}{2} u_b, \\
u_{s3} &= -\frac{1}{2} u_a - \frac{\sqrt{3}}{2} u_b.
\end{aligned} \tag{3.60}$$

Виміряні струми статора в двофазній системі, отримані шляхом перетворення з трифазної $[3 \rightarrow 2]$, запишуться

$$\begin{aligned}
i_a &= i_{s1}, \\
i_b &= \frac{1}{\sqrt{3}} (i_{s2} - i_{s3}).
\end{aligned} \tag{3.61}$$

Структурна схема системи робастного керування АГ з лінеаризуючим зворотним зв'язком регулятором напруги зображена на рис. 3.5

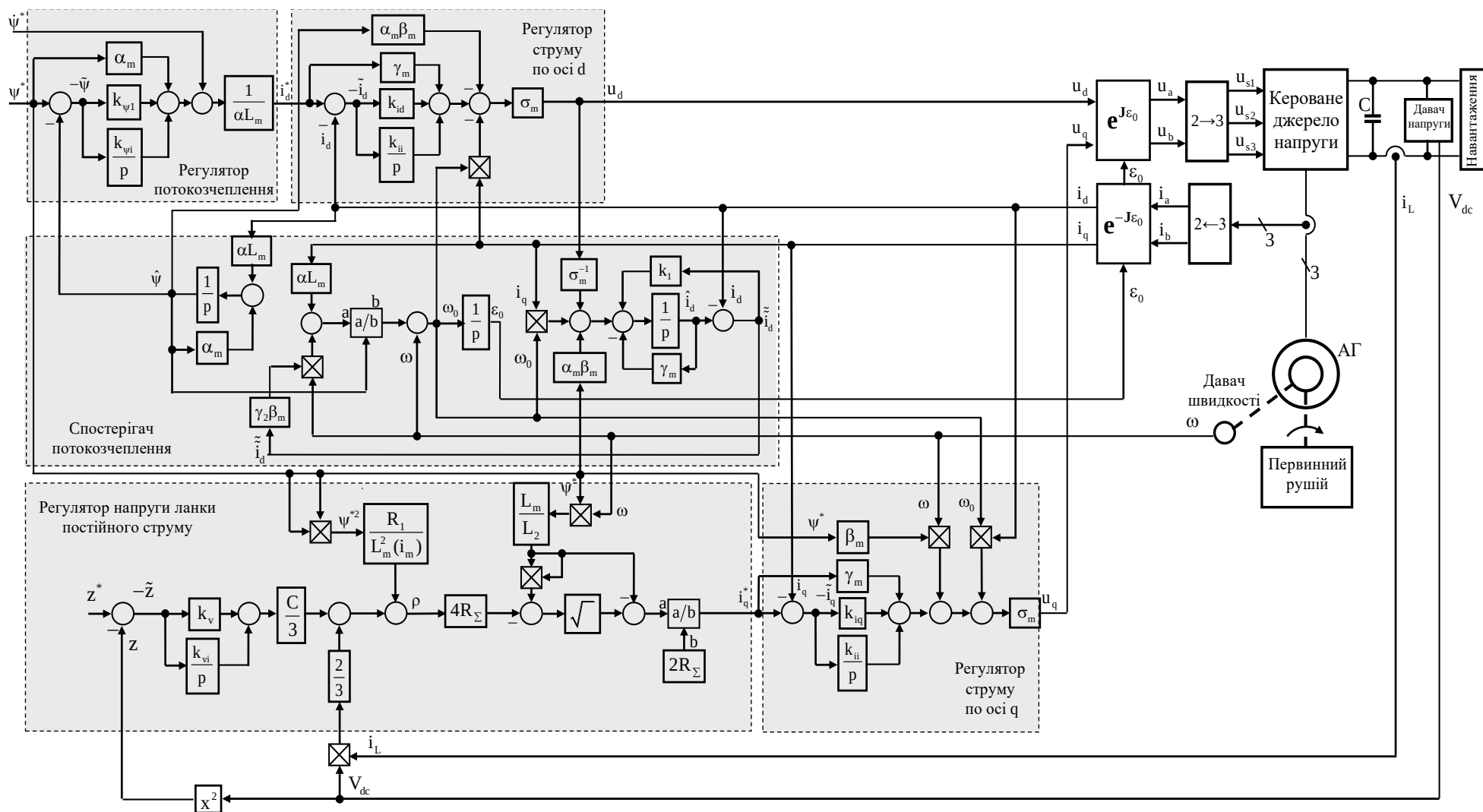


Рисунок 3.5 – Структурна схема системи робастного керування АГ з лінеаризуючим зворотним зв'язком регулятором напруги

3.5 Дослідження робастності алгоритмів векторного керування до варіацій активного опору ротора

Синтез алгоритмів векторного керування АГ, який виконано у другому та третьому розділах, здійснювався на основі припущень про те, що параметри генератора відомі та сталі. У цьому випадку гарантується досягнення сформульованих у цих підрозділах цілей керування 0.1 - 0.5. Визначення параметрів електричної частини АГ в реальному масштабі часу є окремою науковою задачею, що вирішена в роботі [165]. Але, навіть у випадку, коли параметри генератора початково точно відомі, деякі з них, наприклад, активний опір ротора змінюється в результаті нагрівання та є недоступним для вимірювання. Зокрема, відомо, що активний опір роторного кола в процесі тривалої роботи в навантаженому стані змінюється в 1.5 – 2 рази [97], тому в системах векторного керування його варіація розглядається як основне параметричне збурення.

З метою визначення робастності розроблених систем проведено дослідження впливу варіацій активного опору ротора на показники якості керування та енергетичну ефективність синтезованих алгоритмів. Методика дослідження робастності в [164], [98], [121] дозволяє виконати порівняльне дослідження впливу варіацій опору ротора на показники якості керування вихідними координатами у статичних та динамічних режимах. Загальноприйнята практика [93] передбачає використання в якості базової систему стандартного непрямого векторного керування з пропорційно-інтегральними регуляторами напруги та струму.

Для кількісної оцінки робастності в усталеному режимі будуть використовуватися статичні значення похибок регулювання напруги в ланці постійного струму, модуля вектора потокозчеплення ротора, моментотворюючої компоненти струму статора та вхідної механічної потужності. У динамічних режимах важливим для працездатності всієї системи

є максимальні значення похибок регулювання вихідних координат, а також час перехідного процесу.

3.5.1 Методика проведення досліджень шляхом математичного моделювання

Дослідження проведено для алгоритму непрямого векторного керування (НВК) з ПІ-регуляторами струмів і напруги, які враховують насичення магнітної системи АГ, (2.21), (2.25), (2.15), (2.30), (2.46), (2.61), а також робастного векторного керування (РВК) з лінеаризуючим зворотним зв'язком регулятором напруги, який задається рівняннями (3.54)-(3.58). Параметри налаштування системи генерування потужністю 2.2 кВт наведено у табл. 3.1.

Таблиця 3.1 – Параметри налаштування систем векторного керування

Параметр	Значення
<i>Регулятори струмів для НВК та РВК</i>	
Пропорційний коефіцієнт регуляторів струму по осі d та q, k_{id}, k_{iq}	500
Інтегральний коефіцієнт регуляторів струму по осі d та q, k_{ii}	125000
<i>Регулятор напруги для НВК</i>	
Пропорційний коефіцієнт регулятора напруги, k_v	0.2
Інтегральний коефіцієнт регулятора напруги, k_{vi}	15
<i>Регулятор напруги для РВК</i>	
Пропорційний коефіцієнт регулятора напруги, k_v	140
Інтегральний коефіцієнт регулятора напруги, k_{vi}	9800
<i>Регулятор потокозчеплення для РВК</i>	
Пропорційний коефіцієнт регулятора потокозчеплення, $k_{\psi 1}$	50
Інтегральний коефіцієнт регулятора потокозчеплення, $k_{\psi i}$	1250
Коефіцієнт зворотнього зв'язку спостерігача потокозчеплення, γ_1	0.01
Коефіцієнт зворотнього зв'язку спостерігача потокозчеплення, γ_2	0.018
Коефіцієнт спостерігача струму по осі d, k_1	500

В умовах моделювання і експериментальних дослідженнях в якості первинного рушія використовувався векторно-керований АД, з алгоритмом векторного керування швидкістю [88].

Дослідження проводилося з послідовністю операцій керування, яка співпадає з наведеною у підрозділі 2.3. Різниця полягає в тому, що в момент часу $t = 3$ с відбувається під'єднання резистивного навантаження величиною 174 Ом (струм 3.1 А), що відповідає номінальній генерованій потужності 1,67 кВт. Задані траєкторії в умовах тестів, що розглядаються, показано на рис. 3.6.

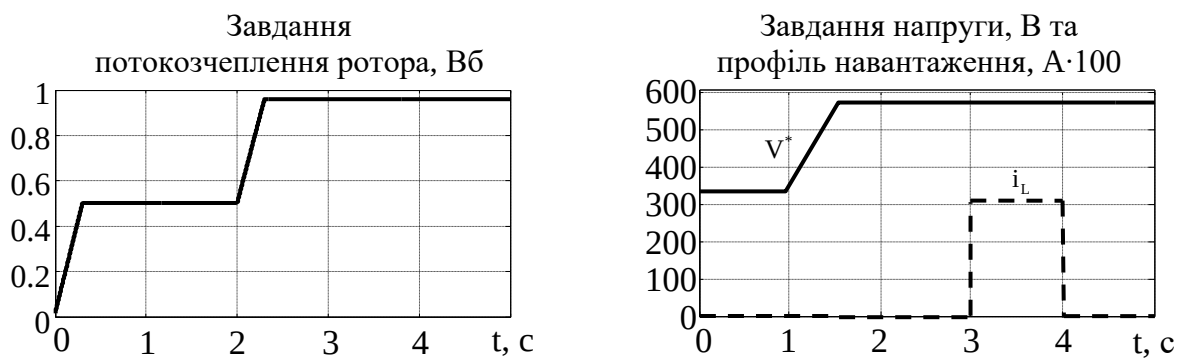


Рисунок 3.6 – Задані траєкторії потокозчеплення ротора, напруги ланки постійного струму та профіль струму навантаження

Для дослідження робастності алгоритмів НВК та РВК до варіацій активного опору ротора визначено коефіцієнт $k_\alpha = \hat{\alpha}/\alpha$ – співвідношення між оціненим значенням величини оберненої до сталої часу роторного кола $\hat{\alpha} = \text{const}$ та її реальним значенням α .

3.5.2 Дослідження робастності алгоритму НВК

Дослідження робастності системи непрямого векторного керування АГ виконано для змін активного опору ротора в межах $0.73 \leq k_\alpha \leq 1.6$.

На рис. 3.7, представлено графіки перехідних процесів в системі НВК при врахуванні кривої намагнічування як в моделі генератора, так і в алгоритмі керування для випадку $\hat{\alpha} = \alpha$, тобто в умовах точно відомого значення активного опору ротора.

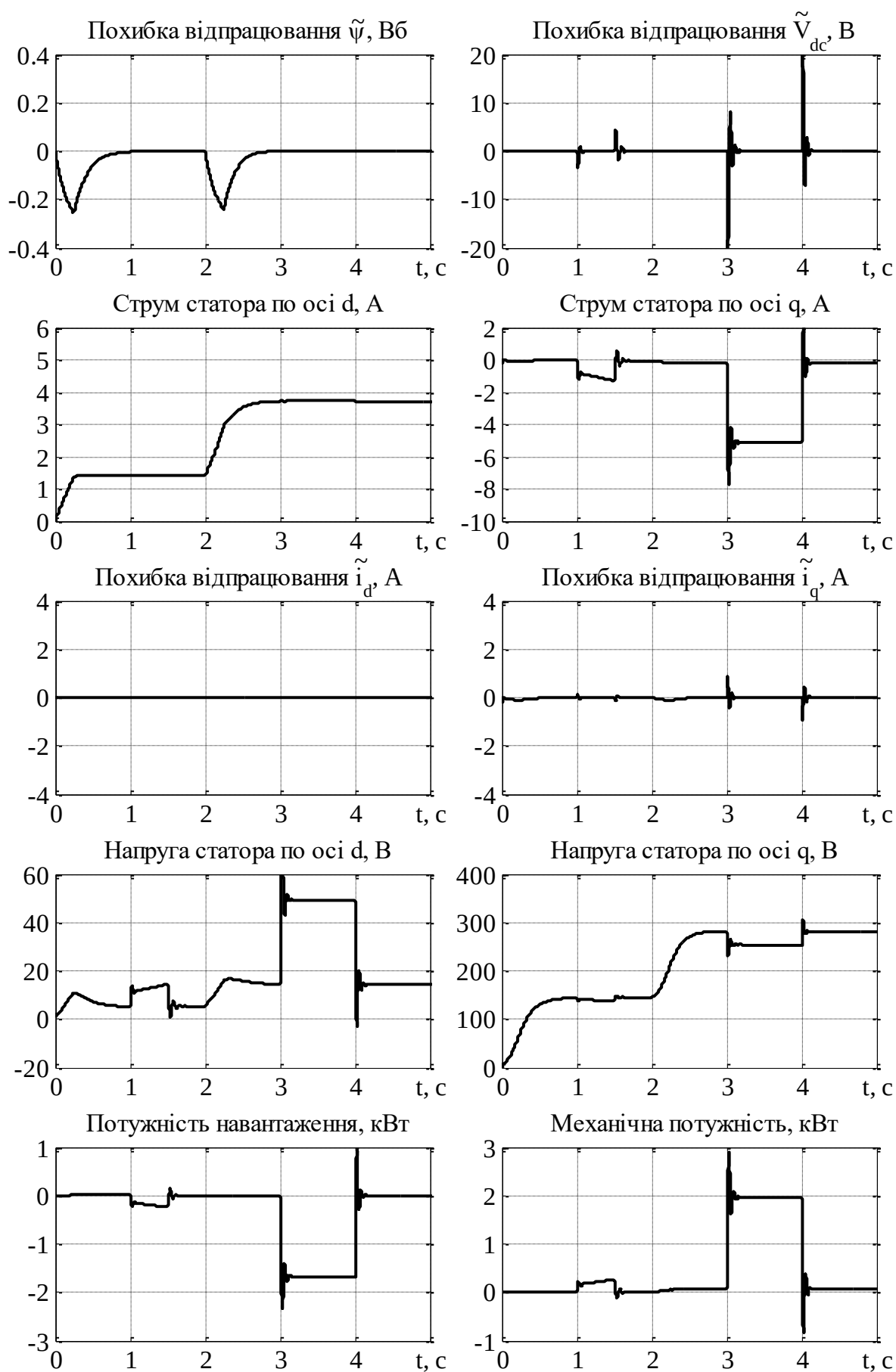


Рисунок 3.7 – Перехідні процеси в системі керування з алгоритмом НВК для

$$\hat{\alpha} = \alpha$$

Аналогічно представленому на рис. 2.12 для меншого значення навантаження (2.1 А) алгоритм керування забезпечує асимптотичне регулювання напруги ланки постійного струму, модуля вектора потокозчеплення і асимптотичне полеорієнтування.

Перехідні процеси в системі генерування з НВК в умовах дії параметричних збурень у вигляді змін активного опору ротора $\hat{\alpha} = 0.73\alpha$ і $\hat{\alpha} = 1.6\alpha$ показано на рис. 3.8 і рис. 3.9. Для завершення перехідних процесів в умовах тесту підключення навантаження було подовжено до $t = 4.5$ с.

З графіків на рис. 3.8, рис. 3.9 слідує, що при варіації активного опору ротора порушується асимптотичність полеорієнтування, що в свою чергу призводить до порушення асимптотичності відпрацювання модуля вектора потокозчеплення. В умовах $k_{\alpha} = 0.73$ статична похибка складає $\tilde{\psi} \cong -0.23$ Вб (+ 24 %), тобто реальний модуль зменшується до 0.73 Вб, що призводить до збільшення струму статора по осі q до 6.54 А (+ 30 %) та вхідної механічної потужності до 2051 Вт (+ 4.9 %). Відбувається також деградація динаміки процесів регулювання. Перехідні процеси при накиданні навантаження набувають коливального характеру, а подальше зменшення $\hat{\alpha}$ так, що $k_{\alpha} < 0.73$ для $i_L = 3.1$ А призводить до втрати стійкості.

В умовах варіації активного опору ротора $\hat{\alpha} = 1.6\alpha$ похибка відпрацювання модуля вектора потокозчеплення $\tilde{\psi} = 0.2$ Вб (+ 21 %), моментоутворююча компонента струму i_q збільшується до 6.1 А (+ 29 %), а вхідна механічна потужність збільшується до 2047 Вт (+ 4.7 %).

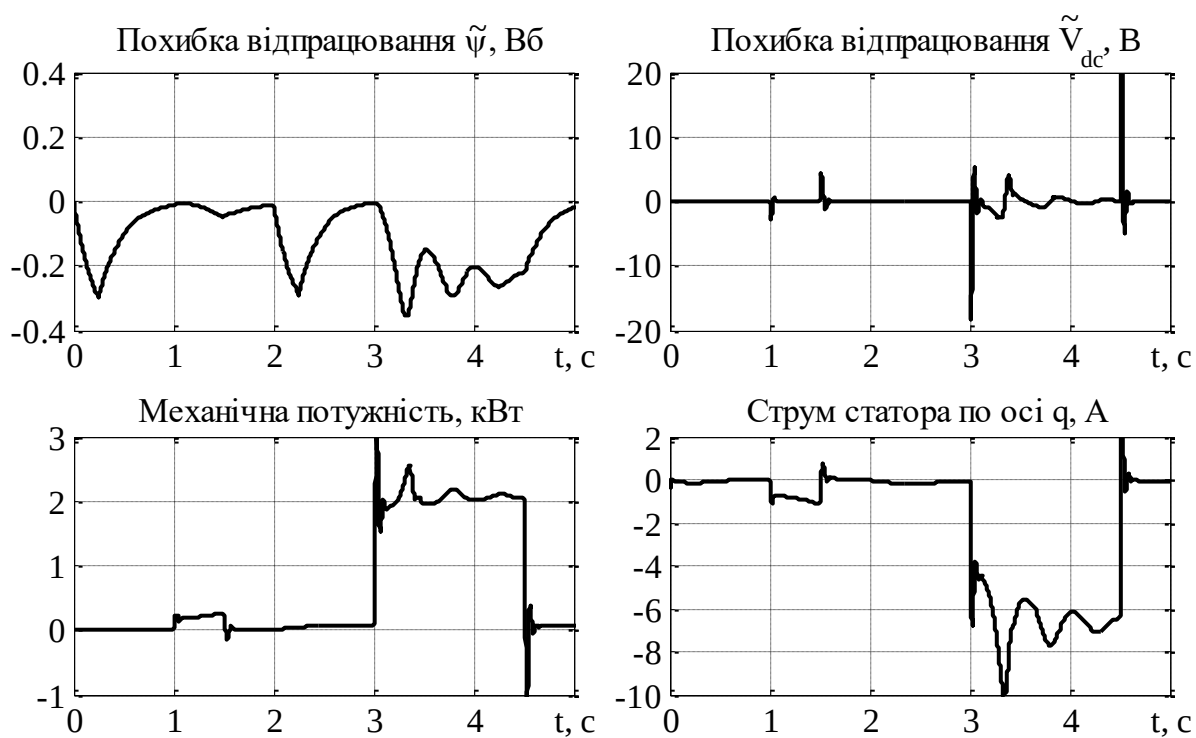


Рисунок 3.8 – Перехідні процеси в системі керування з алгоритмом НВК для $\hat{\alpha} = 0.73\alpha$

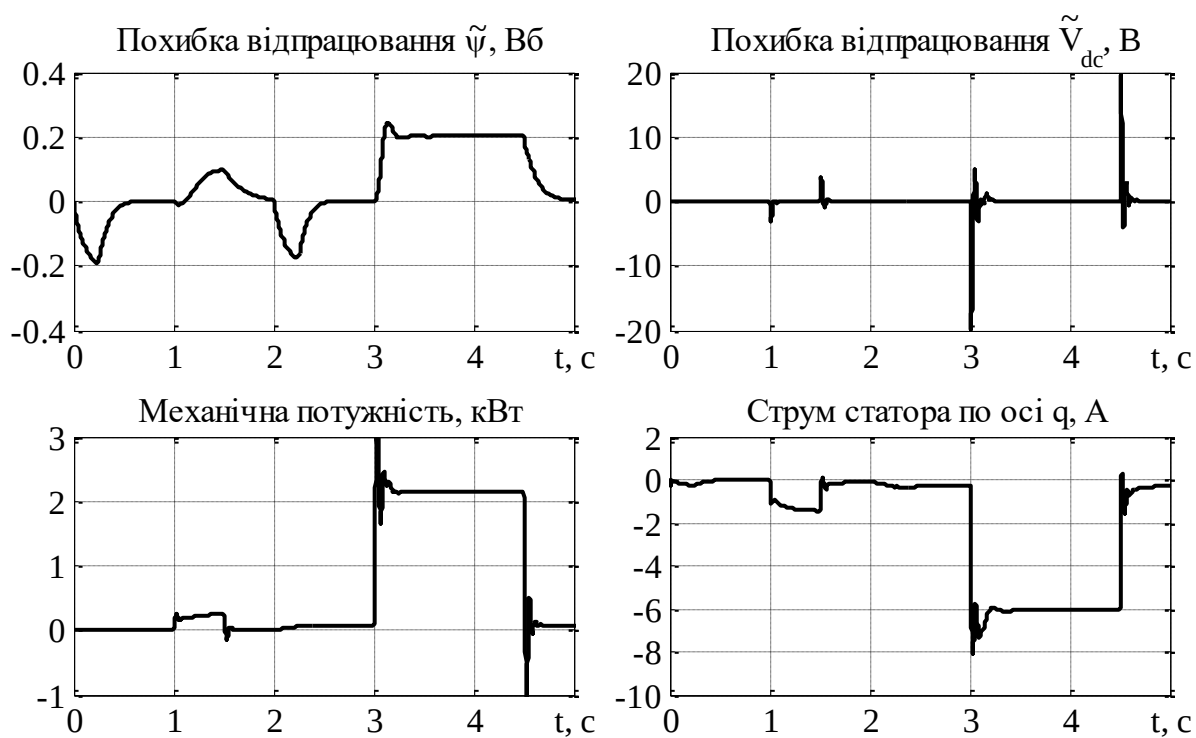


Рисунок 3.9 – Перехідні процеси в системі керування з алгоритмом НВК для $\hat{\alpha} = 1.6\alpha$

3.5.3 Дослідження динамічних та статичних властивостей систем генерування з алгоритмом РВК

Алгоритм РВК з лінеаризуючим зворотним зв'язком регулятором напруги було протестовано в однакових умовах до тестів в пункті 3.5.2 для алгоритму НВК. З метою порівняння динамічних та статичних характеристик систем генерування з цими алгоритмами в алгоритмі РВК компенсацію струму навантаження (3.58) було відключено (встановлено $R_L = \infty$).

На рис. 3.10 представлено графіки перехідних процесів в системі векторного керування з алгоритмом РВК в умовах відсутності параметричних збурень $\hat{\alpha} = \alpha$. З порівняння з перехідними процесами для систем з НВК, які показано на рис. 3.7, встановлюємо, що поведінка двох систем в статиці співпадає. В той же час, оскільки у випадку РВК еквівалентні рівняння динаміки підсистеми керування напругою лінійні, то динаміка процесів регулювання напруги і моментного струму i_q має меншу коливальність. В структурі алгоритму РВК також передбачено компенсацію похідних від заданого потокозчеплення (див. (3.55)), тому похибка відпрацювання модуля вектора потокозчеплення $\tilde{\psi}$ на етапі збудження (до $t = 3$ с) відсутня.

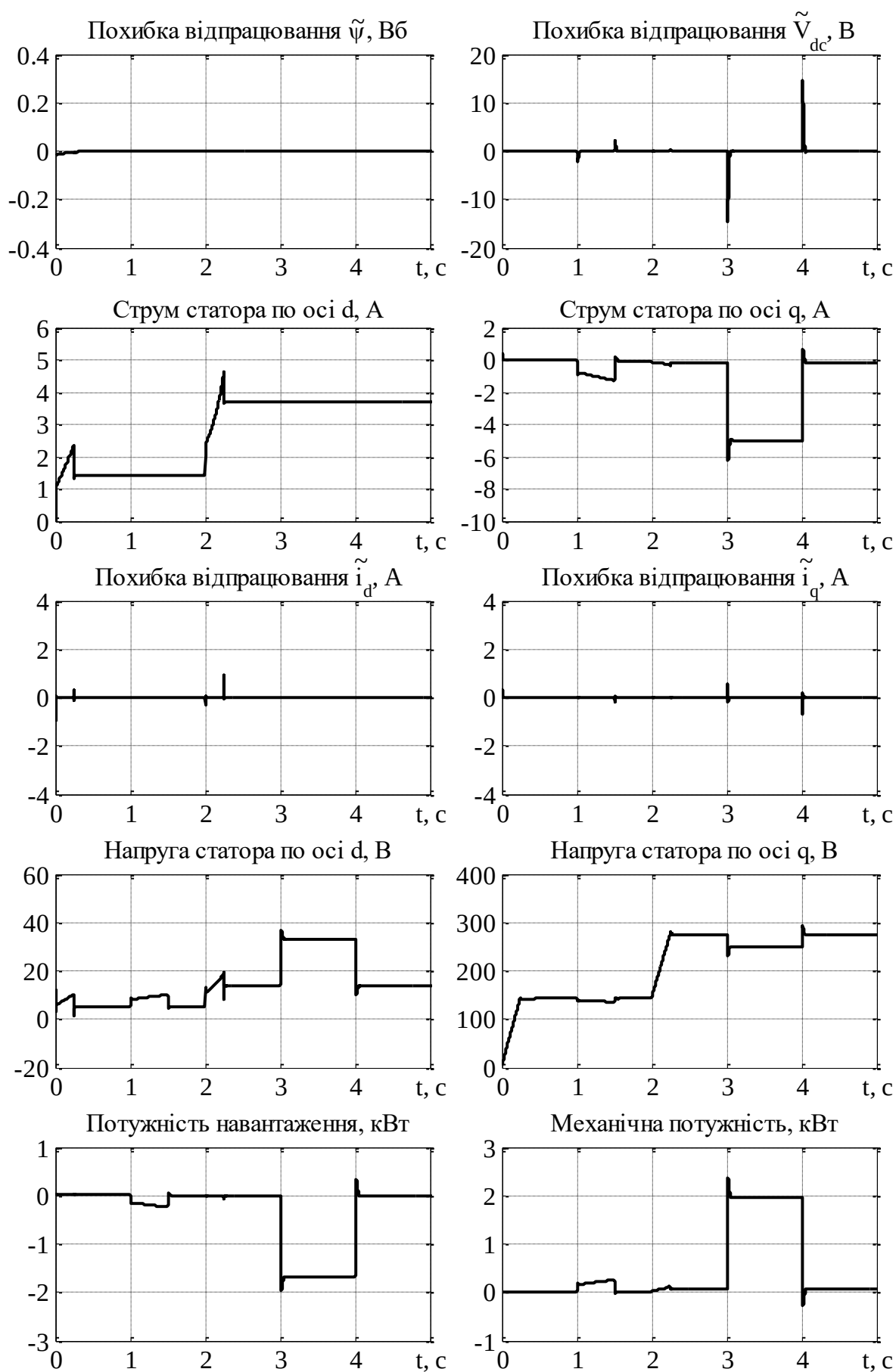


Рисунок 3.10 – Перехідні процеси в системі керування з алгоритмом РВК для

$$\hat{\alpha} = \alpha$$

Перехідні процеси в умовах варіації активного опору ротора $\hat{\alpha} = 0.73\alpha$ та $\hat{\alpha} = 1.6\alpha$ представлено на рис. 3.11 та рис. 3.12. З аналізу графіків незбуреного руху, рис. 3.10, а також за умов дії збурень в діапазоні $\hat{\alpha} \in (0.73-1.6)$ слідує, що з точки зору досягнення цілей керування напругою і модулем вектора потокозчеплення з достатньою для практики точністю можна вважати, що динамічні та статичні показники системи з алгоритмом РВК в умовах тесту не змінилися. Тобто синтезована система векторного керування демонструє високий рівень робастності по відношенню до обмежених змін активного опору ротора. Важливо відмітити, що властивість робастності системи векторного керування АГ досягнутих завдяки робастності спостерігача вектора потокозчеплення ротора зниженого порядку (3.43). Як було зазначено раніше, цей спостерігач є замкненим завдяки дії зворотнього зв'язку, пропорційного складовій $\tilde{\omega} \hat{i}_d$. Оскільки в системах генерування $\omega \gg 0$, то запропонований метод робастифікації завжди можливо реалізувати, але номінальне значення $\alpha = R_2/L_2(i_m)$ має бути наперед відомо.

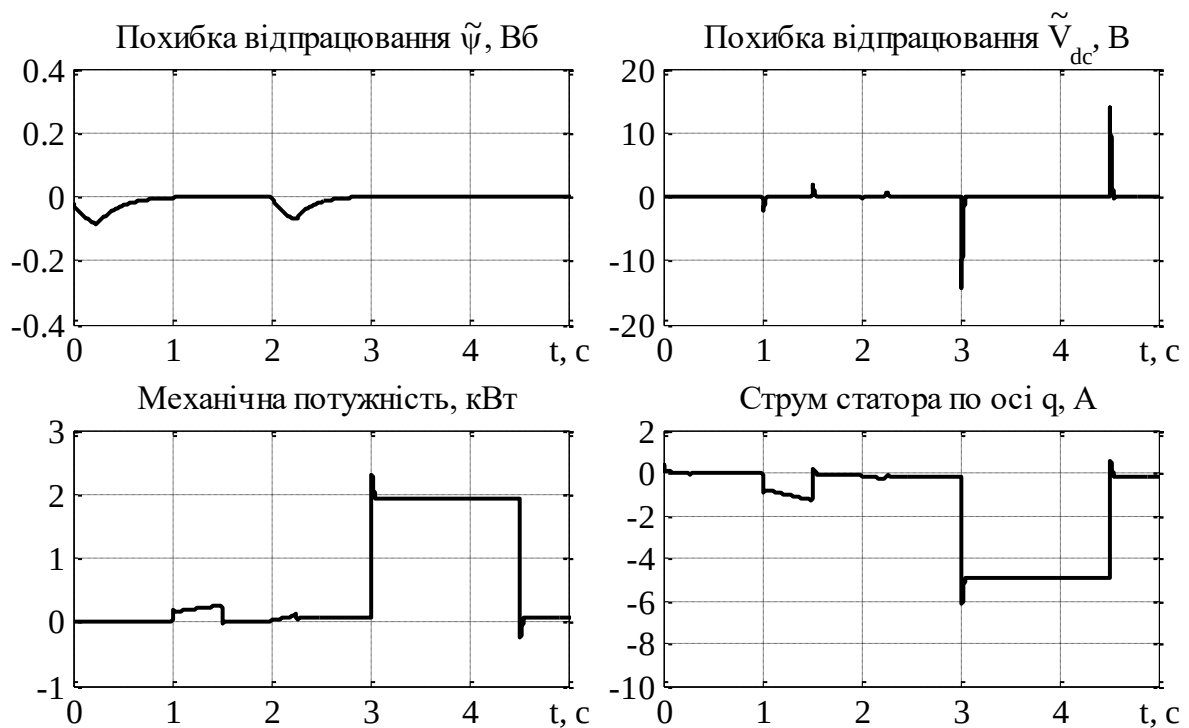


Рисунок 3.11 – Перехідні процеси в системі керування з алгоритмом РВК для $\hat{\alpha} = 0.73\alpha$

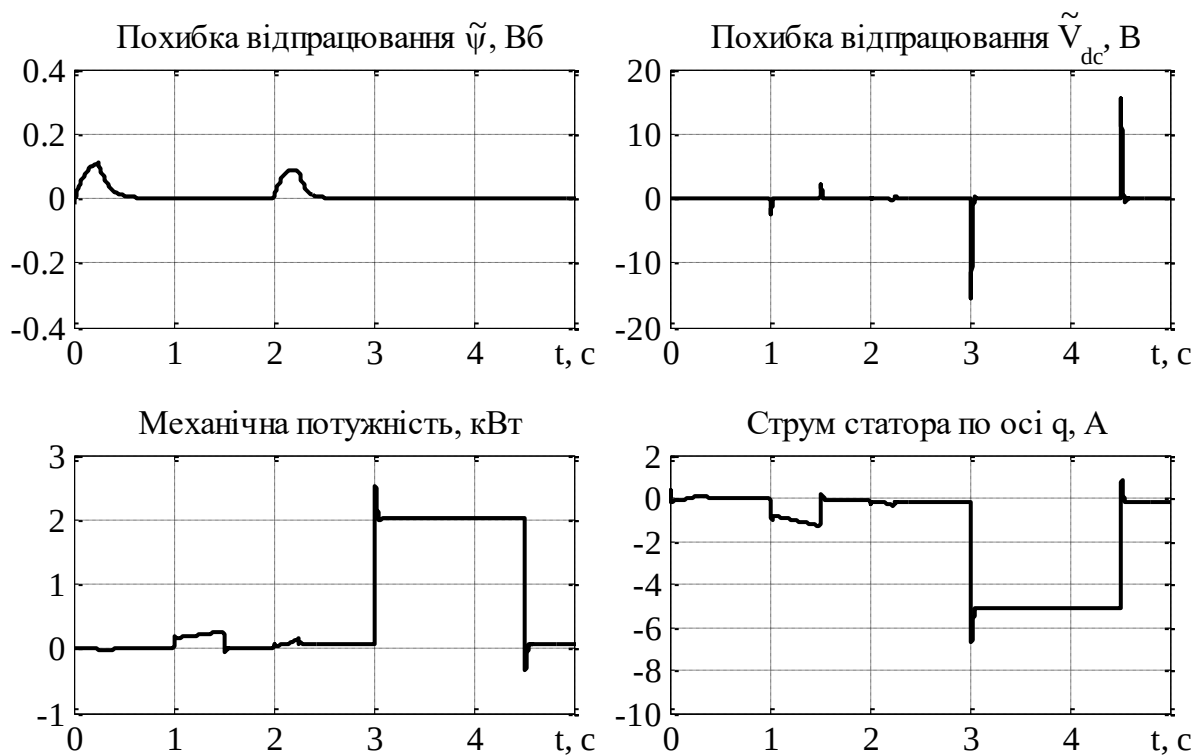


Рисунок 3.12 – Перехідні процеси в системі керування з алгоритмом РВК для $\hat{\alpha} = 1.6\alpha$

3.5.4 Дослідження статичних характеристик системи генерування в умовах варіації активного опору ротора

Для кількісної оцінки впливу варіації активного опору ротора на якість перехідних процесів та енергетичної ефективності системи генерування проведено дослідження статичних режимів в умовах під'єднання номінального навантаження і варіації активного опору ротора в діапазоні $0.73 \leq k_\alpha \leq 1.6$. Фіксувалися усталені значення модуля похибки відпрацювання потокозчеплення ротора $|\tilde{\psi}| = \sqrt{\tilde{\psi}_d^2 + \tilde{\psi}_q^2}$, $\tilde{\psi}_d = \psi_d - \psi^*$, $\tilde{\psi}_q = \psi_q$, модуля струму статора $|I| = \sqrt{i_d^2 + i_q^2}$, моментоутворюючої компоненти струму статора по осі q та вхідної механічної потужності. Зауважимо, що потужність навантаження в умовах цього дослідження підтримувалася незмінною номінальною.

На першому етапі виконано порівняння перехідних процесів та енергетичної ефективності процесу електромеханічного перетворення енергії в системах з НВК та РВК в умовах нехтування насиченням магнітної системи.

Дослідження виконувалося на фіксованій номінальній швидкості приводного валу 140 рад/с для номінального значення потокозчеплення ротора 0.96 Вб. В умовах даного тесту в усталеному режимі для номінального навантаження $i_L = 3.1$ А змінювалося значення параметра $\hat{\alpha}$ в алгоритмі керування і фіксувалися усталені значення відповідних змінних, які на рис. 3.13 та рис. 3.14 для НВК представлено суцільною чорною лінією, а для РВК – штриховою. Похибки регулювання $\tilde{V}_{dc}$ та $\tilde{i}_d$, $\tilde{i}_q$ у статичному режимі були нульовими для обох алгоритмів.

З рис. 3.13 видно, що алгоритм РВК забезпечує майже на постійному рівні моментну складову струму статора по осі q , модуль струму статора та механічну потужність в досліджуваному діапазоні варіації опору ротора. При чому модуль похибки відпрацювання має майже нульове значення. На відміну від РВК, усталені значення струму статора для НВК значно збільшуються, коли використовується неточне значення опору ротора $k_\alpha < 1$. Це пояснюється тим, що при варіації $k_\alpha < 1$ потокозчеплення зменшується, що призводить до збільшення моментоутворюючої компоненти струму статора. Для варіації $k_\alpha > 1$, навпаки, потокозчеплення збільшується, а моментоутворююча компонента струму статора при цьому зменшується. Тут важливо відмітити, що режим $k_\alpha > 1$ не відповідає фізиці роботи реальної машини, тому що не враховується насичення контура намагнічення АГ. Фактично, при такій варіації машина входить в насичення для $|\Psi| > 1$ Вб, а в системі з лінійною магнітною характеристикою цей ефект не враховується, тому результати дослідження з $k_\alpha > 1$ не можна вважати достовірними. Цей висновок підтверджують результати моделювання при врахуванні кривої намагнічування як в моделі, так і в алгоритмах керування, які представлено на рис. 3.14.

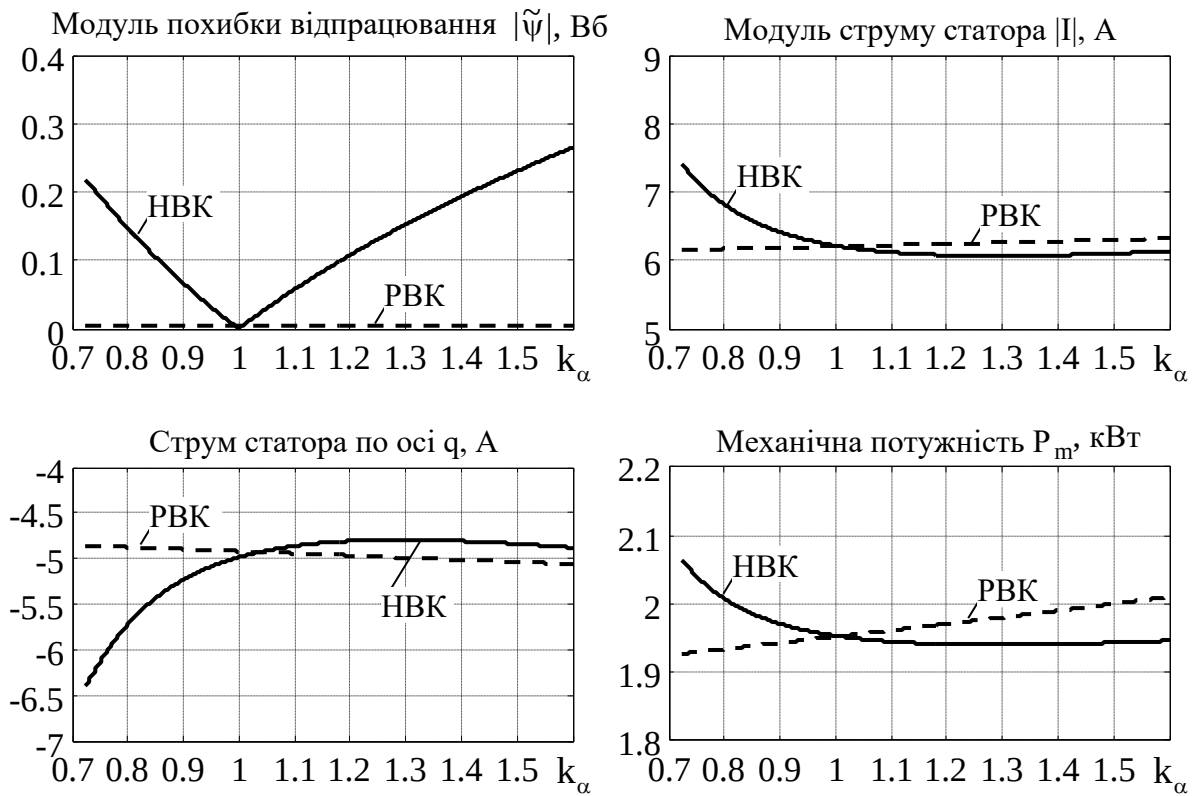


Рисунок 3.13 – Статичні залежності від значень активного опору ротора для HBK та PBK в умовах лінійного представлення магнітної системи

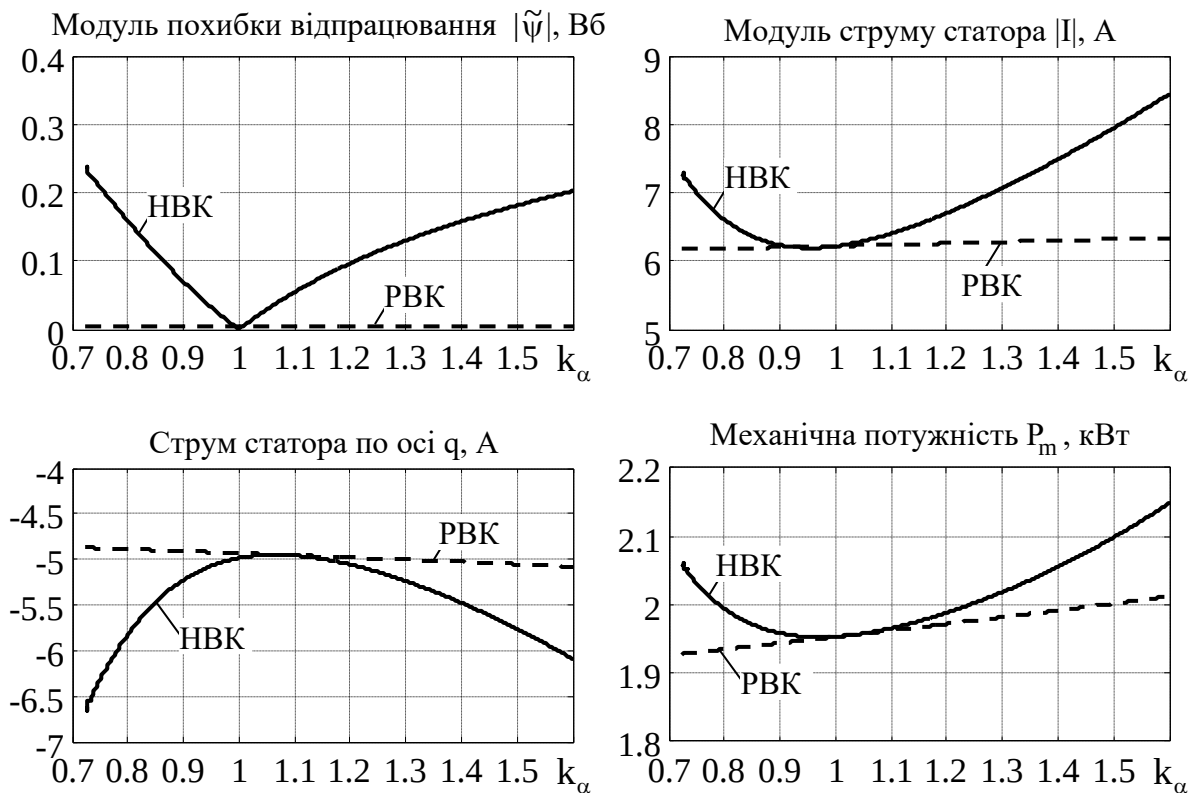


Рисунок 3.14 – Статичні характеристики при варіації активного опору ротора для HBK та PBK при нелінійній магнітній системі в моделі та в алгоритмі

Отже, порівняно з НВК, РВК гарантує стабілізацію вектора потокозчеплення ротора (як кутового положення, так і амплітуди) при варіації активного опору ротора. В результаті цього, для роботи з номінальною потужністю необхідна менша вхідна механічна потужність, що значно підвищує загальний ККД системи.

Висновки до розділу 3

1. Розроблено нові методи лінеаризуючого зворотним зв'язком керування напругою ланки постійного струму, які забезпечують компенсацію залежності процесів від кутової швидкості первинного рушія, заданого значення потокозчеплення і гарантують системі асимптотично лінійні (квазілінійні) рівняння динаміки похибок стабілізації напруги з властивістю локальної асимптотичної стійкості. Завдяки прямій компенсації струму навантаження забезпечується підвищення точності стабілізації напруги приблизно на порядок. Компенсація впливу струму навантаження може здійснюватися також за рахунок дії інтегральної складової лінеаризуючого регулятора напруги без вимірювання струму навантаження. Покращення динамічних показників для такої структури регулятора напруги досягається за рахунок стабілізації показників якості регулювання в умовах змінної швидкості ротора і значення потокозчеплення.

2. Розвинуто теорію робастного векторного полеорієнтованого керування асинхронним генератором. В системах покращеного непрямого векторного керування враховано насичення магнітної системи АГ. В системах прямого векторного керування з використанням теорії Ляпунова розроблено метод робастного керування підсистемою потокозчеплення з робастним спостерігачем вектора потокозчеплення вектора потокозчеплення ротора зниженого порядку. Показано, що глобальна стабілізація підсистеми потокозчеплення при прямому та непрямому полеорієнтуванні досягається за рахунок введення стабілізуючих зворотних зв'язків $\gamma_1 \beta_m \omega_{r_n} \tilde{i}_d$ та $\gamma_2 \beta_m \omega_{r_n} \tilde{i}_d$, що залежать від кутової швидкості

валу АГ. Завдяки тому, що підсистема потокозчеплення синтезується замкненою за умови $\omega \neq 0$, то забезпечується робастна по відношенню до варіацій активного опору ротора стабілізація вектора потокозчеплення як по модулю, так і по кутовому положенню, що гарантує стабілізацію динамічних показників регулювання та енергетичної ефективності процесів електромеханічного перетворення енергії.

3. Виходячи із результатів по п.1 та п.2 отримано загальнотеоретичне рішення задачі керування потокозчепленням ротора та напруги ланки постійного струму в системі автономного керування з АГ з короткозамкненим ротором, яке базується на концепції лінеаризації зворотним зв'язком, дозволяє сформулювати результуючі рівняння динаміки похибок відпрацювання у формі декомпозиції вихідної нелінійної моделі АГ на дві квазізв'язані підсистеми: напруги ланки постійного струму і потокозчеплення ротора перша з яких, завдяки синтезу в ізольованому стані є лінійною, а друга глобально експоненційно стійкою. Теоретично доведено, що робастний алгоритм керування напругою в ланці постійного струму та потокозчепленням ротора гарантує:

- локальне асимптотичне відпрацювання заданої траєкторії напруги ланки постійного струму та глобальне експоненційне відпрацювання модуля вектора потокозчеплення ротора;
- асимптотичне орієнтування за вектором потокозчеплення ротора;
- асимптотичну квазірозв'язку процесів керування напруги в ланці постійного струму та модуля вектора потокозчепленням ротора;
- асимптотичну лінеаризацію підсистеми керування напруги в ланці постійного струму;
- робастність до варіацій активного опору ротора.

4. Порівняльний аналіз алгоритмів векторного керування АГ показує, що:

- нехтування насиченням магнітної системи призводить до принципово хибних результатів при аналізі активних втрат в процесі електромеханічного перетворення енергії в умовах параметричних збурень;

– робастні алгоритми керування як при прямому, так і непрямому полеорієнтуванні, забезпечують стабілізацію показників якості стабілізації напруги в умовах дії обмежених збурень роторного кола, стабілізацію втрат активної потужності на номінальному рівні. В той же час, в системі НВК стандартної конфігурації втрати збільшуються до 10 % в умовах тесту з $k_{\alpha} \in (0.73 - 1.6)$. Для значень $k_{\alpha} < 1$ спостерігається суттєва деградація показників якості керування, а для $k_{\alpha} < 0.7$ навіть втрата стійкості.

РОЗДІЛ 4

АДАПТИВНЕ ДО ВАРІАЦІЙ АКТИВНОГО ОПОРУ РОТОРА КЕРУВАННЯ АСИНХРОННИМ ГЕНЕРАТОРОМ

Одним із ефективних методів компенсації впливу варіації активного опору ротора є використання підходів, що базуються на теорії інваріантних та адаптивних систем, які забезпечують повну асимптотичну компенсацію збурення без обмеження на діапазон його зміни.

Досягнення цілей векторного керування напругою в ланці постійного струму та вектором потокозчеплення ротора можливо, якщо параметри генератора відомі та сталі. Але відомо, що активний опір ротора в АГ з короткозамкненим ротором є недоступним для вимірювання та може змінюватися у межах від -50% до 100% відносно номінального значення при роботі генератора під навантаженням внаслідок нагріву або неточності визначення параметрів електричної машини при ініціалізації системи. В загальному випадку варіації активного опору викликають порушення умов полеорієнтування, що призводить до деградації динамічних показників якості відпрацювання координат АГ, збільшенню активних втрат в електричній машині, та в деяких випадках до втрати стійкості системи. Причина порушення полеорієнтування слідує з визначення синхронної частоти обертання системи

$$\text{координат (d-q)} \quad \omega_0 = \omega_{p_n} + \frac{R_2}{L_2} L_m \frac{i_q}{\psi^*}.$$

Результати дослідження шляхом математичного моделювання системи векторного керування, які представлені у підрозділі 3.5, свідчать про те, що за рахунок введення залежних від кутової швидкості коригуючих зворотних зв'язків в розроблених системах векторного керування досягається значне підвищення робастності. Для повної компенсації впливу варіацій активного опору ротора АГ в даному розділі запропоновано використання методів теорії адаптивних систем.

Принциповою особливістю синтезованого у розділі 3 алгоритму робастного векторного керування є досягнення властивості локальної експоненційної стійкості процесів керування, що гарантує системі деякий ступінь робастності по відношенню до параметричних збурень. В той же час, властивість експоненційної стійкості дозволяє розробити систему адаптивного керування з ідентифікацією невідомих параметрів використовуючи нелінійний принцип розділення [131], [135], [136]. А саме, якщо алгоритм ідентифікації має властивість експоненційного оцінювання невідомих параметрів, то заміна постійних параметрів на значення, отримані від спостерігача, потенційно гарантує локальну експоненційну стійкість процесів керування [135]. Такий підхід широко використовується в складних нелінійних системах керування з невідомим, але обмеженим, діапазоном зміни параметрів, створюючи, таким чином, працездатні технічні рішення.

В даному розділі розглянуто систему векторного керування АГ з адаптивним спостерігачем вектора потокозчеплення ротора, який має загальну структуру спостерігача Матсусе [133]. В [166] встановлена структура зворотних зв'язків спостерігача і визначені співвідношення для значень коефіцієнтів налаштування, що гарантує спостерігачу локальну асимптотичну експоненційну стійкість за умови лінійності магнітних кіл асинхронної машини. Для врахування насичення магнітної системи АГ спостерігач було модифіковано, доведено властивість його локальної асимптотичної стійкості. Представлено результати дослідження методом математичного моделювання динамічних режимів автономної роботи адаптивного спостерігача, а також робастного адаптивного керування, побудованого на його основі з використанням принципу розділення.

4.1 Спостерігач вектора потокозчеплення ротора, адаптивний до змін активного опору ротора

Розглянемо модифікований адаптивний спостерігач вектора потокозчеплення ротора [166], який враховує насичення магнітної системи, у вигляді

$$\begin{aligned}
 \dot{\hat{i}}_a &= -\left(\frac{R_1}{\sigma_m} + \frac{\hat{R}_2}{L_2(i_m)} L_m \beta_m\right) \hat{i}_a + \frac{\hat{R}_2}{L_2(i_m)} \beta_m \hat{\psi}_a + \beta_m \omega_p \hat{\psi}_b + \frac{1}{\sigma_m} u_a + k_2 \tilde{i}_a, \\
 \dot{\hat{i}}_b &= -\left(\frac{R_1}{\sigma_m} + \frac{\hat{R}_2}{L_2(i_m)} L_m \beta_m\right) \hat{i}_b + \frac{\hat{R}_2}{L_2(i_m)} \beta_m \hat{\psi}_b - \beta_m \omega_p \hat{\psi}_a + \frac{1}{\sigma_m} u_b + k_2 \tilde{i}_b, \\
 \dot{\hat{\psi}}_a &= -\frac{\hat{R}_2}{L_2(i_m)} \hat{\psi}_a - \omega_p \hat{\psi}_b + \frac{\hat{R}_2}{L_2(i_m)} L_m \hat{i}_a - \frac{1}{\beta_m} \left(\left(k_2 - \frac{\hat{R}_2}{L_2(i_m)} \right) \tilde{i}_a + \omega_p \tilde{i}_b \right), \\
 \dot{\hat{\psi}}_b &= -\frac{\hat{R}_2}{L_2(i_m)} \hat{\psi}_b + \omega_p \hat{\psi}_a + \frac{\hat{R}_2}{L_2(i_m)} L_m \hat{i}_b - \frac{1}{\beta_m} \left(\left(k_2 - \frac{\hat{R}_2}{L_2(i_m)} \right) \tilde{i}_b - \omega_p \tilde{i}_a \right), \\
 \dot{\hat{R}}_2 &= -\dot{\hat{R}}_2 = \gamma_2 \beta_m (\tilde{i}_a f_a + \tilde{i}_b f_b) L_2(i_m),
 \end{aligned} \tag{4.1}$$

де $\hat{i}_a, \hat{i}_b, \hat{\psi}_a, \hat{\psi}_b$ – оцінені значення компонент векторів струму статора та потокозчеплення ротора в системі координат (a-b); $\tilde{i}_a = i_a - \hat{i}_a$, $\tilde{i}_b = i_b - \hat{i}_b$ – похибки оцінювання струмів статора; k_2 – коефіцієнт зворотного зв'язку; $f_a = (\hat{\psi}_a - L_m(i_m) \hat{i}_a)$, $f_b = (\hat{\psi}_b - L_m(i_m) \hat{i}_b)$, $\gamma_2 > 0$ – коефіцієнт налаштування, $\hat{R}_2$ – оцінка R_2 .

Відомо, що активний опір ротора не ідентифікується, коли струми в роторі не протікають, тобто на деякому інтервалі часу буде виконуватися умова $\psi_a = L_m(i_m) i_a$, $\psi_b = L_m(i_m) i_b$. Ця умова виконується, якщо одночасно електромагнітний момент генератора дорівнює нулю та модуль вектора потокозчеплення ротора є постійним, тому що в такому режимі струм ротора дорівнює нулю. Відмітимо, що врахування насичення безпосередньо в структурі спостерігача [166] не є можливим, тому в новій структурі

адаптивного спостерігача (4.1) оцінюється не параметр $\alpha_m = \frac{R_2}{L_2(i_m)}$, який залежить від струму намагнічування, а безпосередньо активний опір R_2 . На відміну від адаптивного спостерігача [166] в рівнянні (4.1) враховано насичення магнітної системи АГ.

Рівняння динаміки похибок оцінювання та ідентифікації запишеться у вигляді

$$\begin{aligned}
 \dot{\tilde{z}}_a &= -\alpha_m \tilde{i}_a + \omega p_n \tilde{i}_b + \frac{\tilde{R}_2}{L_2(i_m)} \tilde{i}_a, \\
 \dot{\tilde{z}}_b &= -\alpha_m \tilde{i}_b - \omega p_n \tilde{i}_a + \frac{\tilde{R}_2}{L_2(i_m)} \tilde{i}_b, \\
 \dot{\tilde{i}}_a &= -(k_2 + \alpha_m) \tilde{i}_a - \omega p_n \tilde{i}_b + \alpha_m z_a + \frac{\tilde{R}_2}{L_2(i_m)} \beta_m f_a, \\
 \dot{\tilde{i}}_b &= -(k_2 + \alpha_m) \tilde{i}_b + \omega p_n \tilde{i}_a + \alpha_m z_b + \frac{\tilde{R}_2}{L_2(i_m)} \beta_m f_b, \\
 \dot{\tilde{R}}_2 &= -\gamma_2 \beta_m (\tilde{i}_a f_a + \tilde{i}_b f_b) L_2(i_m), \\
 z_a &= \tilde{i}_a + \beta_m \tilde{\psi}_a, \quad z_b = \tilde{i}_b + \beta_m \tilde{\psi}_b,
 \end{aligned} \tag{4.2}$$

$$\tag{4.3}$$

де $\tilde{R}_2 = R_2 - \hat{R}_2$ – похибка оцінювання.

Стійкість частково лінеаризованої системи (4.2), яка отримується при нехтуванні в перших двох рівняннях (4.2) квадратичними складовими $\frac{\tilde{R}_2}{L_2(i_m)} \tilde{i}_a$,

$\frac{\tilde{R}_2}{L_2(i_m)} \tilde{i}_b$ доводиться за допомогою наступної функції Ляпунова:

$$V = \frac{1}{2} (z_a^2 + z_b^2 + \tilde{i}_a^2 + \tilde{i}_b^2 + \gamma_2^{-1} \tilde{R}_2^2) > 0, \quad (4.4)$$

похідна від якої $\dot{V} = -(k_2 + \alpha_m)(\tilde{i}_a^2 + \tilde{i}_b^2) \leq 0. \quad (4.5)$

З (4.4) та (4.5) слідує, що змінні $\tilde{i}_a, \tilde{i}_b, z_a, z_b, \tilde{R}_2$ є обмеженими, тому їх оцінені значення $\hat{i}_a, \hat{i}_b, \hat{\psi}_a, \hat{\psi}_b, \hat{R}_2$ також обмежені.

Для доведення стійкості система (4.2) може бути представлена у наступній стандартній формі з $\mathbf{z} = (z_a, z_b, \tilde{R}_2)^T$:

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\mathbf{i}}} &= \mathbf{A}(t)\tilde{\mathbf{i}} + \mathbf{W}^T(t)\mathbf{z}, \\ \dot{\mathbf{z}} &= -\Lambda\mathbf{W}(t)\tilde{\mathbf{i}}, \end{aligned} \quad (4.6)$$

де $\tilde{\mathbf{i}} = (\tilde{i}_a, \tilde{i}_b)^T$, $\mathbf{z} = (z_a, z_b, \tilde{R}_2)^T$, $\mathbf{A}(t) = \begin{bmatrix} -(k_2 + \alpha_m) & -\omega p_n \\ \omega p_n & -(k_2 + \alpha_m) \end{bmatrix}$,

$$\mathbf{W}^T(t) = \begin{bmatrix} \alpha_m & \omega p_n & f_a \\ -\omega p_n & \alpha_m & f_b \end{bmatrix}, \quad \Lambda = \text{diag}(1, 1, \gamma_2 \beta_m L_2(i_m)) > 0.$$

Умови персистентності збудження для системи (4.6) виконуються при $f_a \neq 0$, $f_b \neq 0$, тоді

$$\int_t^{t+T} \mathbf{W}(\tau)\mathbf{W}^T(\tau)d\tau > 0, \quad \forall t \geq 0, \quad T > 0. \quad (4.7)$$

В цьому випадку положення рівноваги лінеаризованої системи (4.2) $\mathbf{x} = (z_a, z_b, \tilde{i}_a, \tilde{i}_b, \tilde{R}_2) = 0$ є глобально експоненційно стійким, тому нелінійна система (4.2) буде локально експоненційно стійкою.

Таким чином, рівняння (4.1) визначають адаптивний спостерігач вектора потокозчеплення ротора, який при $\|\mathbf{x}(0)\| \leq r > 0$ буде гарантувати асимптотичність оцінювання компонент вектора потокозчеплення ротора, струмів статора та активного опору ротора. Умова $f_a = 0$, $f_b = 0$ відповідає не

виконанню (4.7), якщо електромагнітний момент дорівнює нулю або модуль вектора потокозчеплення є постійним. У цьому випадку процес ідентифікації R_2 заморожується так, що $\tilde{R}_2$ прямує до деякої константи. Однак, локальна асимптотична збіжність похибок оцінювання $z_a, z_b, \tilde{i}_a, \tilde{i}_b$ до нуля зберігається, оскільки рівняння (4.2) при цьому набувають структури неадаптивного спостерігача з додатковими компонентами $\frac{\tilde{R}_2}{L_2(i_m)} \tilde{i}_a, \frac{\tilde{R}_2}{L_2(i_m)} \tilde{i}_b$ в перших двох рівняннях.

4.2 Адаптивне до варіацій активного опору ротора непряме векторне керування асинхронним генератором

Алгоритм робастного адаптивного векторного керування асинхронним генератором формується із алгоритму робастного векторного керування АГ (3.34)-(3.37), (3.58) шляхом заміни у ньому параметру $\alpha_m = \frac{R_2}{L_2(i_m)}$ на його оцінене значення $\hat{\alpha} = \frac{\hat{R}_2}{L_2(i_m)}$, яке формується адаптивним спостерігачем (4.1).

Алгоритм робастного адаптивного векторного керування асинхронним генератором при цьому включає:

– регулятор модуля вектора потокозчеплення ротора у вигляді

$$\begin{aligned} i_d^* &= \frac{\hat{\alpha}\psi^* + \dot{\psi}^*}{\hat{\alpha}L_m(i_m)}, \quad \hat{\alpha} > 0, \\ \dot{\varepsilon}_0 &= \omega_0 = \omega_{p_n} + \frac{\hat{\alpha}L_m(i_m)i_q^*}{\psi^*} + \frac{\gamma_1\beta_m\omega_{p_n}\tilde{i}_d}{\psi^*}, \quad \gamma_1 > 0; \end{aligned} \tag{4.8}$$

– спостерігач польової компоненти струму статора

$$\dot{\hat{i}}_d = -\left(\frac{R_1}{\sigma_m} + \hat{\alpha}\beta_m L_m(i_m)\right)\hat{i}_d + \omega_0 i_q + \hat{\alpha}\beta_m \psi^* + \sigma_m^{-1} u_d + k_1 \tilde{i}_d; \quad (4.9)$$

– нелінійний регулятор струму по осі d

$$u_d = \sigma_m \left(\left(\frac{R_1}{\sigma_m} + \hat{\alpha}\beta_m L_m(i_m) \right) \hat{i}_d^* - \omega_0 i_q - \hat{\alpha}\beta_m \psi^* + \dot{\hat{i}}_d^* - k_{id1} \tilde{i}_d + z_d \right), \quad (4.10)$$

$$\dot{z}_d = -k_{ii} \tilde{i}_d;$$

де $\hat{i}_d^*$ розраховується в силу першого виразу (4.8).

– лінеаризуючий зворотним зв'язком регулятор напруги

$$\hat{i}_q^* = \frac{-\frac{L_m}{L_2} \omega_{pn} \psi^* + \sqrt{\left(\frac{L_m}{L_2} \omega_{pn} \psi^*\right)^2 - 4 \left(R_1 + (\hat{\alpha} L_m(i_m)) \frac{L_m}{L_2} \right) \rho}}{2 \left(R_1 + (\hat{\alpha} L_m(i_m)) \frac{L_m}{L_2} \right)},$$

$$\rho = R_1 \frac{\psi^{*2}}{L_m^2(i_m)} + \frac{2}{3} \frac{z}{R_L} + \frac{C}{3} (-k_v \tilde{z} + k_{vi} x_z), \quad (4.11)$$

$$\dot{x}_z = -\tilde{z}.$$

– нелінійний регулятор струму по осі q

$$u_q = \sigma_m \left(\left(\frac{R_1}{\sigma_m} + \hat{\alpha}_m \beta_m L_m(i_m) \right) \hat{i}_q^* + \omega_0 i_d + \omega_{pn} \beta_m \psi^* - k_{iq1} \tilde{i}_q + z_q \right), \quad (4.12)$$

$$\dot{z}_q = -k_{ii} \tilde{i}_q.$$

Рівняння динаміки похибок відпрацювання в підсистемі керування напруги в ланці постійного струму та модуля потокозчеплення ротора може бути записано в наступній загальній формі

$$\dot{\mathbf{x}}_p = \mathbf{A}_p(t)\mathbf{x}_p + \tilde{\alpha}\mathbf{y}^*(t) + \tilde{\alpha}\varphi(\mathbf{x}_p), \quad (4.13)$$

де $\mathbf{x}_p = (\tilde{V}_{dc}, x_v, z_d, \tilde{i}_d, z_q, \tilde{i}_q, \tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q, \tilde{i}_d)^T$; $\mathbf{A}_p(t)$ – матриця Гурвіца така, що незбурена система $\dot{\mathbf{x}}_p = \mathbf{A}_p(t)\mathbf{x}_p$ є асимптотично стійкою; $\tilde{\alpha} = \alpha_m - \hat{\alpha}$; $\mathbf{y}^*(t)$ – обмежений вектор, який залежить від завдань; $\varphi(\mathbf{x}_p)$ – обмежена функція, яка залежить від похибок регулювання.

Для аналізу стійкості адаптивної системи (4.13) виконано її лінеаризацію на початку координат $\mathbf{x}_p = 0$, $\tilde{\mathbf{i}} = 0$, $\mathbf{z} = 0$, для чого знехтуємо квадратичними складовими в правій частині. З урахуванням (4.6), отримана після лінеаризації лінійна неавтономна система представляється у вигляді послідовно з'єднаних двох підсистем

$$\dot{\mathbf{x}}_p = \mathbf{A}_p(t)\mathbf{x}_p + \tilde{\alpha}\mathbf{y}^*(t), \quad (4.14)$$

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{z}} &= -\Lambda\mathbf{W}(t)\tilde{\mathbf{i}}, \\ \dot{\tilde{\mathbf{i}}} &= \mathbf{A}(t)\tilde{\mathbf{i}} + \mathbf{W}^T(t)\mathbf{z}, \end{aligned} \quad (4.15)$$

Лінеаризовані підсистеми оцінювання та ідентифікації (4.14), (4.15) в ізолюваному стані є глобально експоненційно стійкими при виконанні умов персистентності збудження. Оскільки номінальна динаміка підсистеми регулювання напруги в ланці постійного струму та потокозчеплення ротора $\dot{\mathbf{x}}_p = \mathbf{A}_p(t)\mathbf{x}_p$ є локально експоненційно стійкою, то положення рівноваги композитної системи $\mathbf{x}_p = 0$, $\mathbf{z} = 0$, $\tilde{\mathbf{i}} = 0$, також є локально експоненційно стійким, так як дві системи включені послідовно.

Таким чином, із експоненційної стійкості лінеаризованої композитної системи слідує також локальна експоненційна стійкість вихідної системи (4.13), тобто, при виконанні умов персистентності збудження, гарантується локальне експоненційне регулювання заданої напруги в ланці постійного струму та

модуля вектора потокозчеплення ротора, а також оцінювання параметру

$$\alpha = \frac{R_2}{L_2(i_m)}.$$

Наведений аналіз стійкості доводить правомірність використання нелінійного принципу розділення для побудови локально асимптотично стійкої адаптивної системи, на основі об'єднання алгоритму робастного векторного керування та адаптивного спостерігача (4.1).

Структурну схему системи адаптивного векторного керування АГ показано на рис. 4.1.

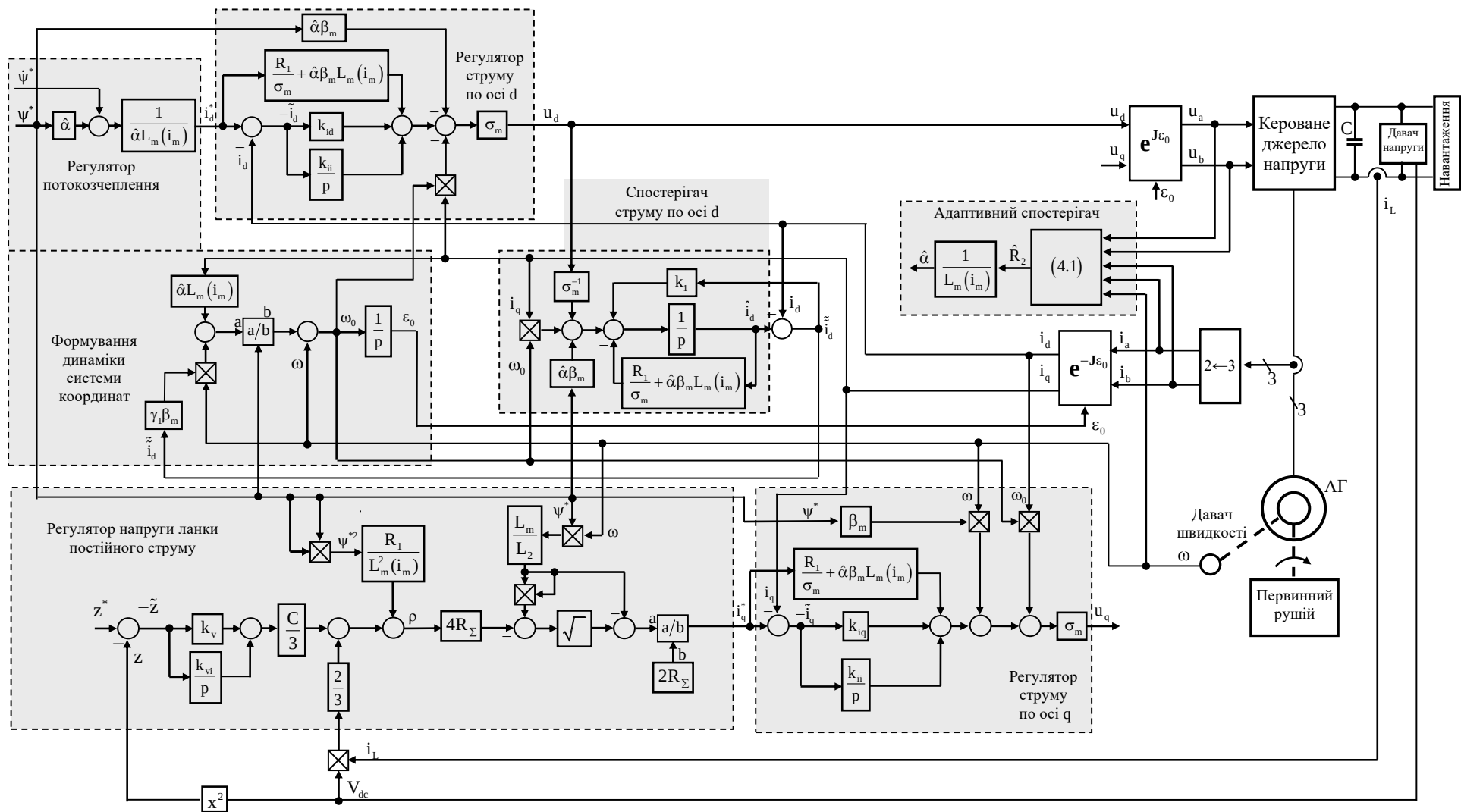


Рисунок 4.1 – Структурна схема системи адаптивного векторного керування АГ, $\hat{R}_\Sigma = \left(R_1 + (\hat{\alpha} L_m(i_m)) \frac{L_m}{L_2} \right)$

4.3 Дослідження динаміки адаптивного спостерігача та адаптивної системи векторного керування АГ методом математичного моделювання

Дослідження властивостей адаптивного спостерігача (4.1) та адаптивної системи векторного керування АГ з алгоритмом (4.8)-(4.12) виконано у два етапи: спочатку досліджена автономна робота спостерігача, а потім замкненої адаптивної системи.

Метою даного дослідження є на основі результатів моделювання показати, що використання оціненого значення активного опору ротора $\hat{R}_2$ ($\hat{\alpha} = \hat{R}_2 / L_2(i_m)$) в алгоритмі робастифікованого непрямого векторного керування АГ дозволяє компенсувати вплив варіацій активного опору ротора i , таким чином, покращити динаміку регулювання напруги i потокозчеплення, а також зменшити активні втрати в електричній машині.

Для подальшого порівняння результатів, отриманих при моделюванні з результатами експериментального тестування дослідження виконано для АГ потужністю 2.2 кВт, який був прийнятий для дослідження в розділі 3.

На *першому етапі* досліджено роботу адаптивного спостерігача (4.1) в автономному режимі, тобто, коли дані, отримані за допомогою спостерігача, використовуються тільки для аналізу його показників та не застосовуються у алгоритмі керування, тим самим не впливаючи на процеси керування в АГ. Варіація активного опору ротора на цьому етапі вводилася тільки в рівняння спостерігача, для цього формувалися початкові умови по оціненому значенні $\hat{R}_2(0)$.

На *другому етапі* досліджено перехідні процеси в системі адаптивного векторного керування напруги ланки постійного струму та модуля вектора потокозчеплення ротора АГ, коли оцінене спостерігачем значення $\hat{R}_2$ було введене у алгоритм керування.

При автономній роботі спостерігача варіація активного опору ротора вводилася формуванням початкових умов $\hat{R}_2(0) = R_{2n}$, $\hat{R}_2(0) = 0.5R_{2n}$ та $\hat{R}_2(0) = 2R_{2n}$, в той час як в моделі АГ значення параметру R_2 дорівнювало номінальному $R_2 = R_{2n}$.

Дослідження проводилося для послідовності операцій керування, яка показана на рис. 4.2 і концептуально співпадає з використаною в підрозділі 3.5:

- первинний рушій обертає вал АГ з постійною кутовою швидкістю 100 рад/с;
- початкова напруга ланки постійного струму $V_{dc}(0)$ дорівнює 310 В;
- в початковий момент часу 0...0.25 с відбувається збудження по траєкторії з початковим значенням $\psi(0) = 0.02$ Вб до 0.5 Вб; починаючи з 2-ої секунди задане потокозчеплення збільшується до номінального значення 0.96 Вб;
- починаючи з $t = 1$ с за 0.5 с завдання напруги ланки постійного струму збільшується з початкового значення 310 В до 540 В;
- в момент часу $t = 2.5$ с відбувається під'єднання активного навантаження у ланку постійного струму величиною 300 Ом (струм 1.8 А), що приблизно відповідає номінальній генеруючій потужності 1 кВт для частоти обертання 100 рад/с;
- в момент часу $t = 4.5$ с навантаження від'єднується.

В умовах моделюючих тестів прийняті наступні значення параметрів налаштування: коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регулятора напруги $k_v = 140$, $k_{vi} = 9800$ та регуляторів струму $k_i = 840$, $k_{ii} = 352800$; коефіцієнт налаштування підсистеми потокозчеплення $\gamma_1 = 0.02$, коефіцієнт спостерігача польової компоненти струму статора $k_1 = 500$; коефіцієнти адаптивного спостерігача $k_2 = 500$ та $\gamma_2 = 1.5$; початкові умови для спостерігача (4.1): $\hat{\psi}_a(0) = 0.02$ Вб, $\hat{\psi}_b(0) = \hat{i}_a(0) = \hat{i}_b(0) = 0$.

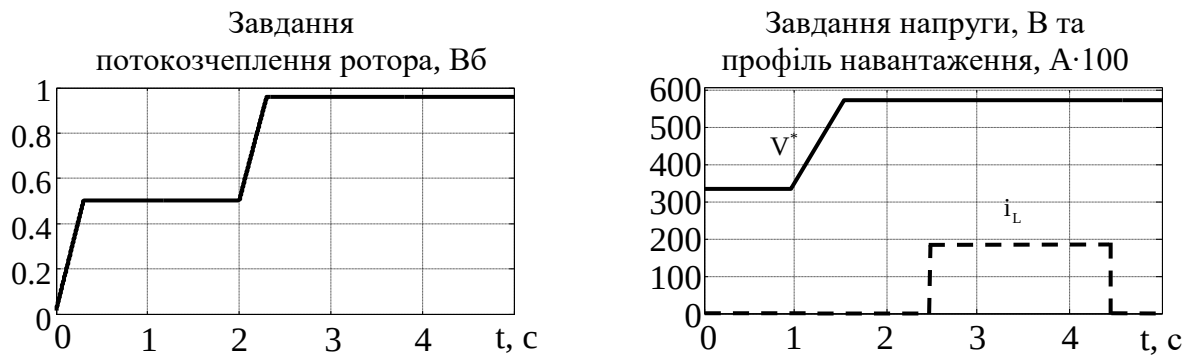


Рисунок 4.2 – Задані траєкторії потокозчеплення ротора, напруги ланки постійного струму та профіль струму навантаження

Структуру моделюючої програми для дослідження автономної роботи адаптивного спостерігача представлено на рис. 4.3.

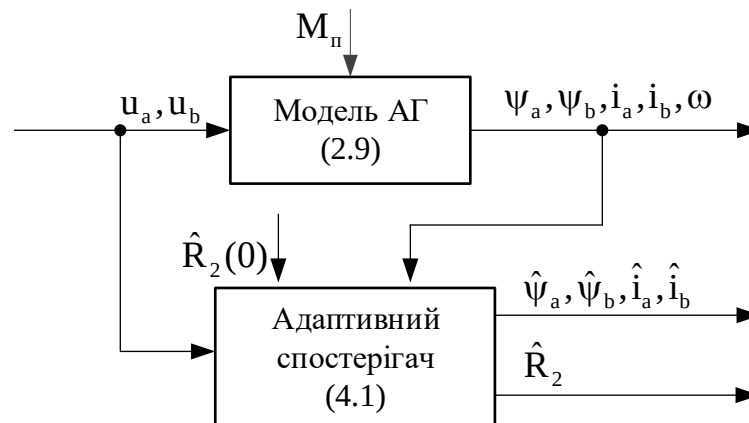


Рисунок 4.3 – Структура моделюючої програми для дослідження автономної роботи адаптивного спостерігача

На рис. 4.4 представлено графіки перехідних процесів, які демонструють автономну роботу спостерігача для $\hat{R}_2(0) = R_{2n}$, а на рис. 4.5 а) – $\hat{R}_2(0) = 0.5R_{2n}$ та рис. 4.5 б) – $\hat{R}_2(0) = 2R_{2n}$. З представлених графіків видно, що похибка оцінювання $\tilde{R}_2$, модуль похибок оцінювання струму статора ($\tilde{I} = \sqrt{\tilde{i}_a^2 + \tilde{i}_b^2}$) та регулювання потокозчеплення ($\tilde{\Psi} = \sqrt{\tilde{\psi}_a^2 + \tilde{\psi}_b^2}$) асимптотично сходяться до нуля. Оцінювання параметру R_2 здійснюється за час, що не перевищує 1.5 с (рис. 4.5 а), б)).

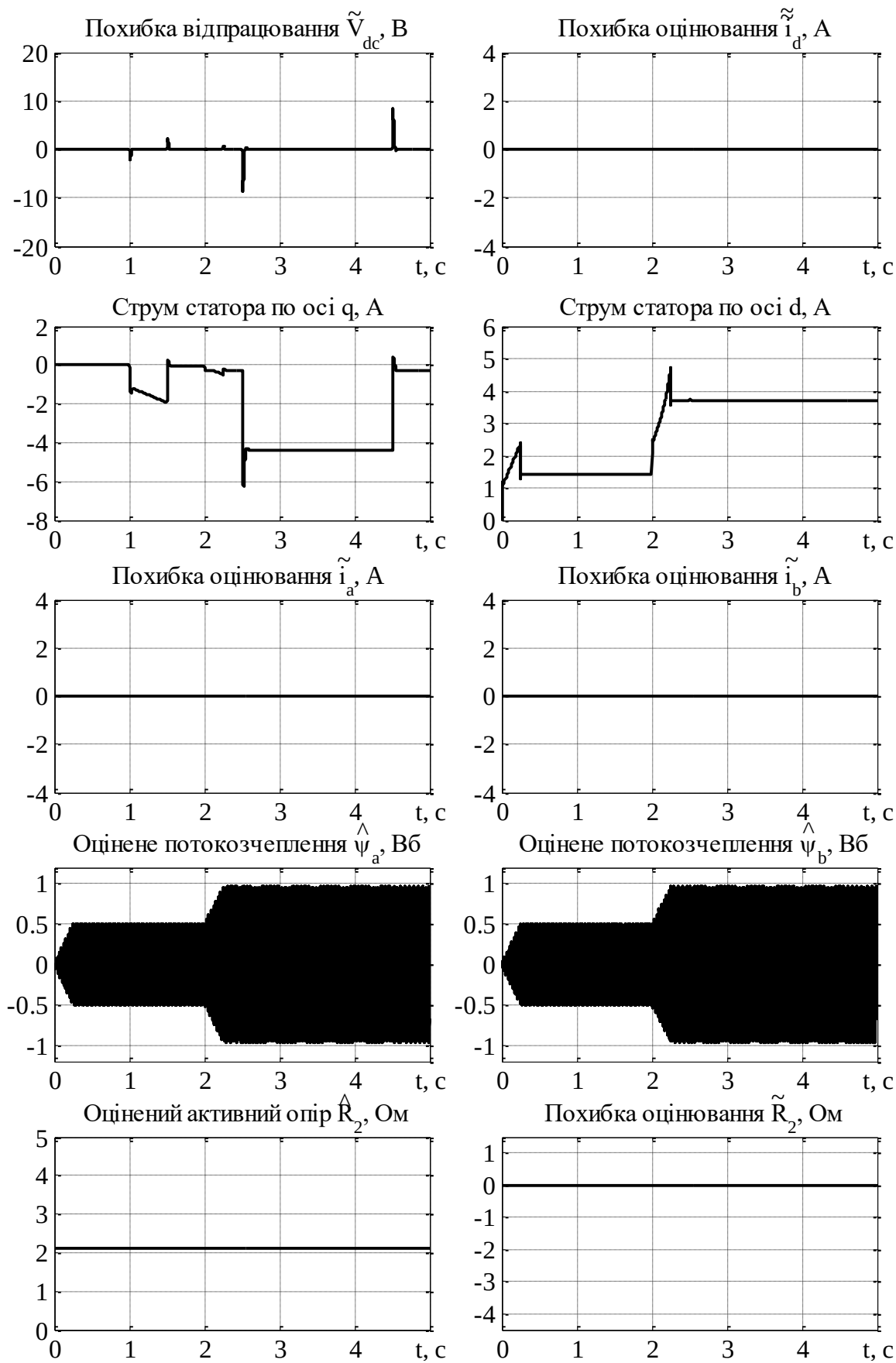


Рисунок 4.4 – Перехідні процеси автономної роботи спостерігача для швидкості

100 рад/с без варіацій $\hat{R}_2(0) = R_{2n}$

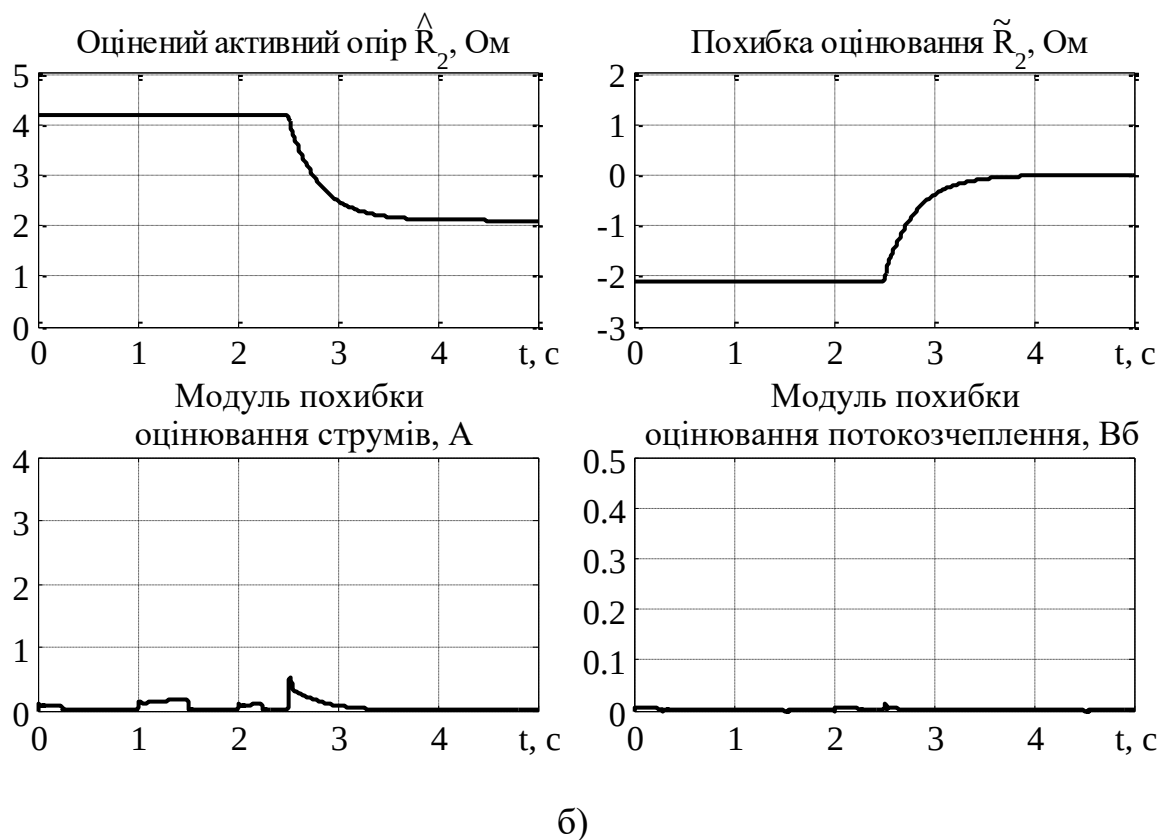
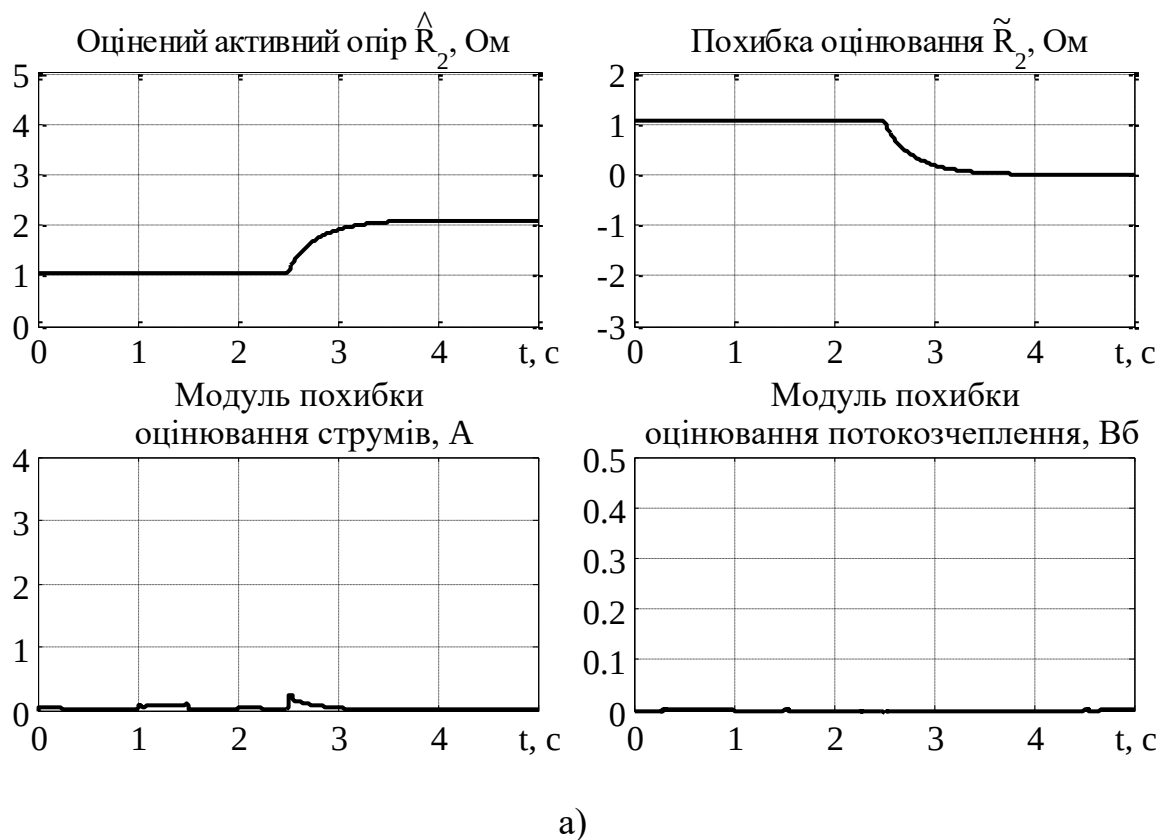


Рисунок 4.5 – Перехідні процеси автономної роботи спостерігача для швидкості

100 рад/с а) $\hat{R}_2(0) = 0.5R_{2n}$; б) $\hat{R}_2(0) = 2R_{2n}$

На другому етапі досліджено адаптивну систему векторного керування. Тест проводився для трьох значень початкових умов спостерігача $\hat{R}_2(0) = R_{2n}$, $\hat{R}_2(0) = 0.5R_{2n}$ та $\hat{R}_2(0) = 2R_{2n}$ аналогічно дослідженню автономної роботи спостерігача. Графіки перехідних процесів при виконанні тестів в адаптивній системі векторного керування з нелінійною магнітною системою в моделі генератора та алгоритмі керування наведено на рис. 4.6-4.7.

На рис. 4.6 представлено перехідні процеси при $\hat{R}_2(0) = R_{2n}$ з яких видно, що динамічна поведінка системи адаптивного робастного керування співпадає з процесами в неадаптивній системі рис. 3.23, графіки перехідних процесів спостерігача співпадають з представленими на рис. 4.4 при його автономній роботі.

На рис. 4.7 а) показано графіки перехідних процесів для $\hat{R}_2(0) = 0.5R_{2n}$, тобто коли параметр R_2 в спостерігачі менший на 50% від дійсного значення. З поведінки похибки оцінки $\tilde{R}_2$ слідує, що при відсутності навантаження оцінювання параметру R_2 не відбувається, тому що умови персистентності збудження не виконуються. В той же час під навантаженням на інтервалі часу з 2.5 с до 5 с забезпечується асимптотичне оцінювання параметру R_2 за час 1.5 с. Відпрацьоване значення потокозчеплення відповідає заданому. Усталені значення струмів по осях d та q співпадають з випадком, коли $\hat{R}_2(0) = R_{2n}$.

Графіки перехідних процесів для $\hat{R}_2(0) = 2R_{2n}$, які показано на рис. 4.7 б), також свідчать про асимптотичність оцінювання активного опору ротора, асимптотичність відпрацювання модуля потокозчеплення ротора, а також напруги ланки постійного струму.

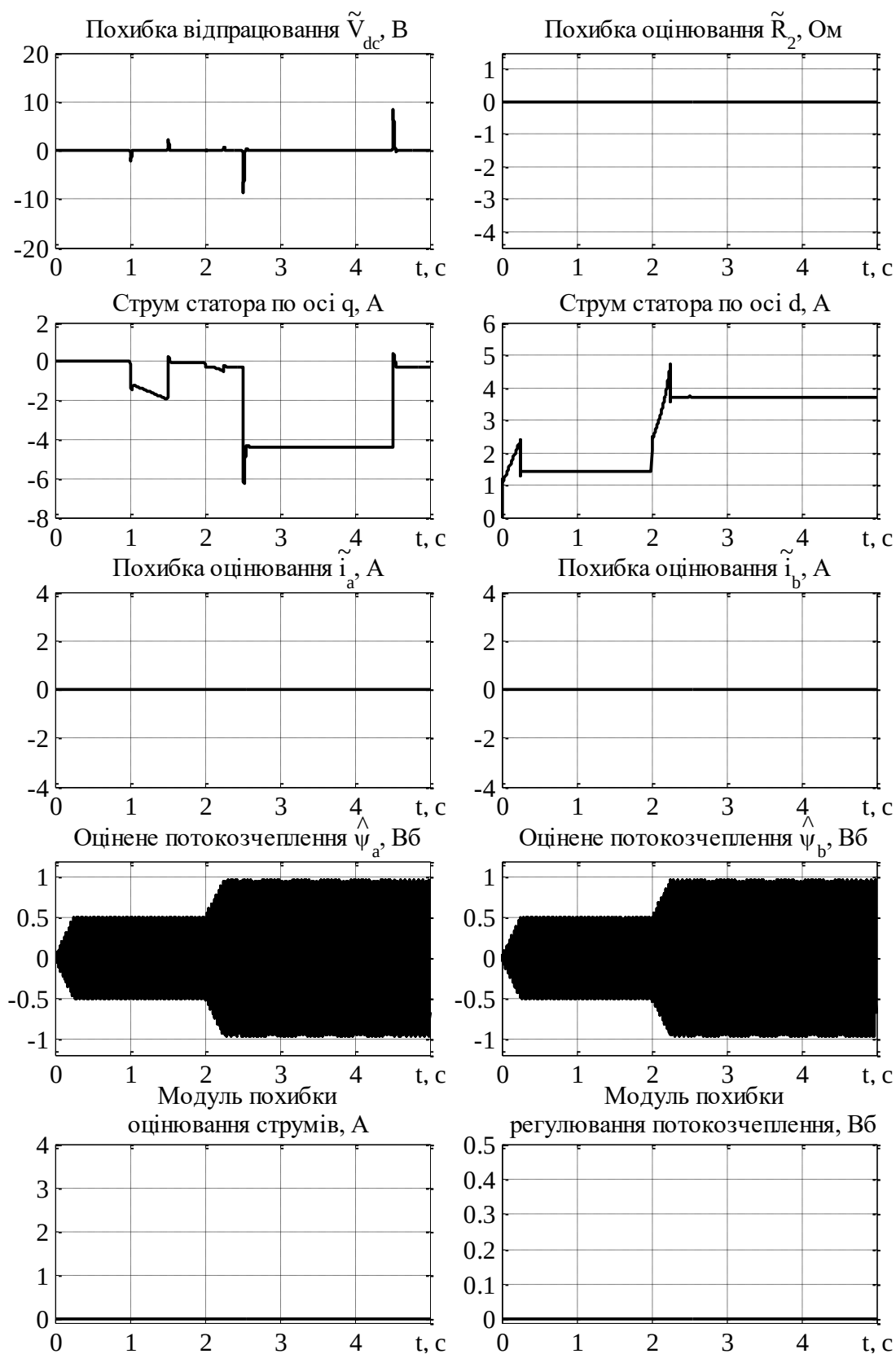


Рисунок 4.6 – Перехідні процеси в адаптивній системі для швидкості 100 рад/с

при $\hat{R}_2(0) = R_{2n}$

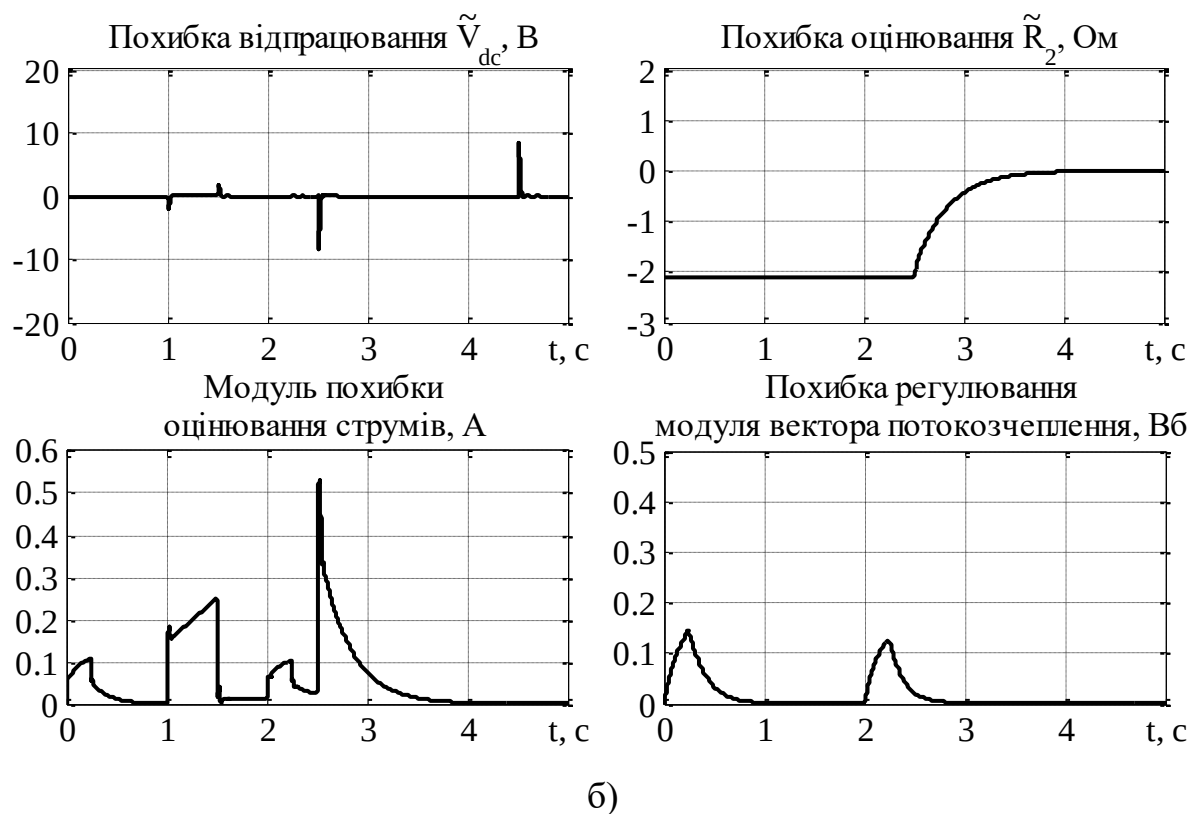
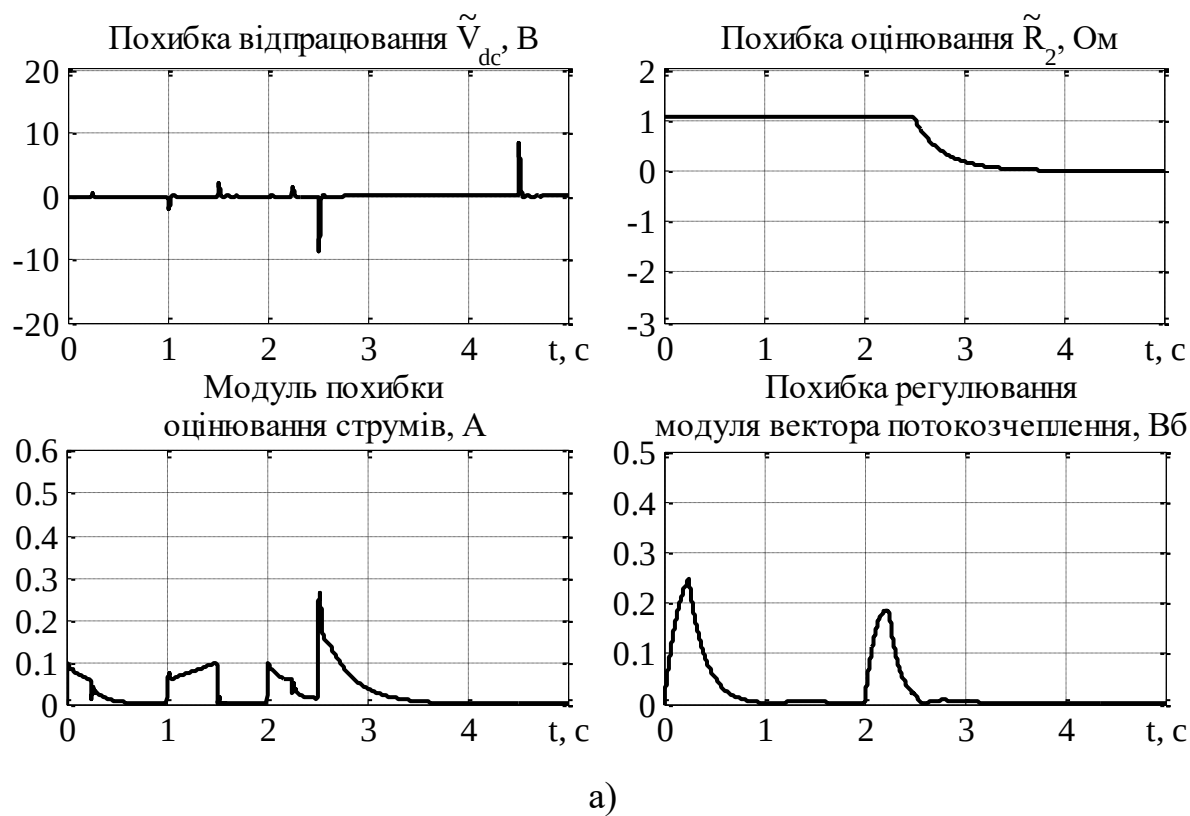
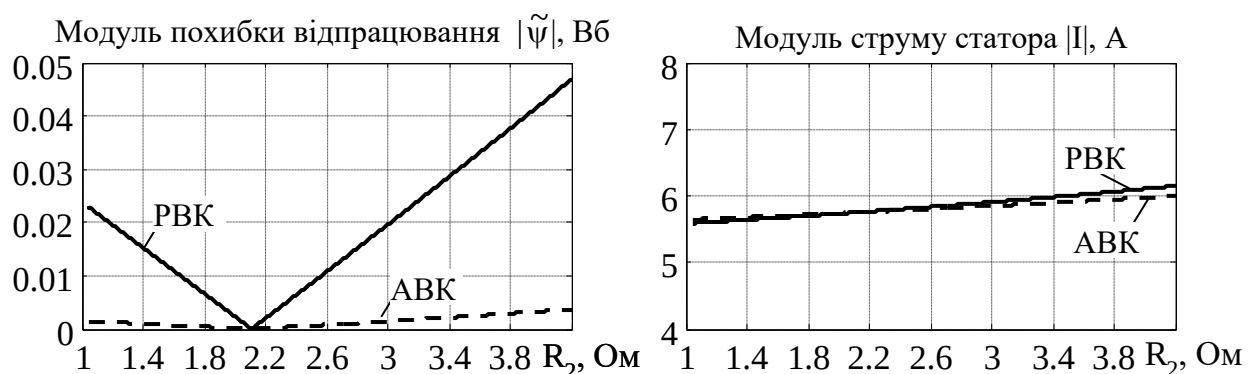


Рисунок 4.7 – Перехідні процеси в адаптивній системі для швидкості 100 рад/с

а) $\hat{R}_2(0) = 0.5R_{2n}$; б) $\hat{R}_2(0) = 2R_{2n}$

Аналізуючи автономну роботу адаптивного спостерігача у складі адаптивної системи генерування можна зробити висновок про правомірність застосування нелінійного принципу розділення для розглянутої системи, оскільки динамічна поведінка ізольованого адаптивного спостерігача, а також у складі замкненої адаптивної системи зі значним ступенем точності співпадають.

На останньому етапі виконано порівняння системи з алгоритмом непрямого адаптивного векторного керування (ABK) АГ (4.8) - (4.12) і з алгоритмом РВК (3.54) - (3.58) з метою оцінки наскільки покращуються показники якості регулювання АГ за рахунок адаптивного керування в умовах варіації активного опору ротора. Дослідження виконувалося на фіксованій швидкості 100 рад/с та номінальним потокозчепленням ротора 0.96 Вб. В умовах даного тесту в усталеному режимі під навантаженням $i_L = 1.8$ А фіксувалися значення модуля відпрацювання вектора потокозчеплення ротора, похибки відпрацювання напруги, моментоутворюючої компоненти струму статора, модуля струму статора та механічної потужності за умов зміни активного опору ротора в межах $0.5R_{2n} < R_{2n} < 2R_{2n}$. Усталені значення, які були зафіксовані для РВК позначено суцільною чорною лінією, а при адаптивному алгоритмі векторного керування АГ – штриховою. Похибки регулювання $\tilde{V}_{dc}$ та $\tilde{i}_d$, $\tilde{i}_q$ у статичному режимі були нульовими для обох алгоритмів.



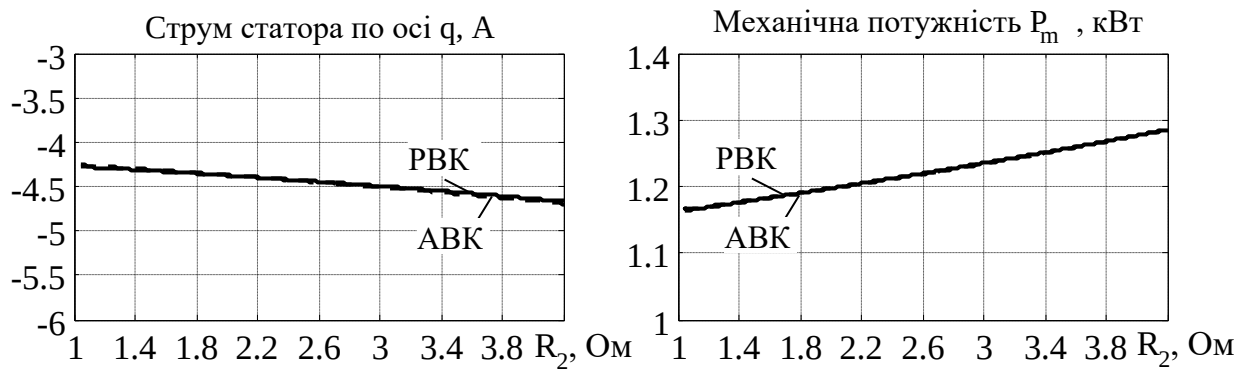


Рисунок 4.8 – Статичні характеристики при варіації активного опору ротора для алгоритму адаптивної системи та алгоритму РВК

З рис. 4.8 видно, що алгоритм РВК та адаптивний алгоритм непрямого векторного керування здатні зберігати майже на постійному рівні моментну складову струму статора по осі q , модуль струму статора та механічну потужність, навіть для значних варіацій активного опору ротора (зміни в 4 рази).

Адаптивна система векторного керування порівняно з робастною гарантує більш точну стабілізацію вектора потокозчеплення ротора (як кутового положення, так і амплітуди) при розглянутій варіації активного опору ротора. Різниця в точності стабілізації модуля вектора потокозчеплення ротора складає приблизно 5 %, в той же час значення вхідної механічної потужності, а тому активні втрати майже однакові. В результаті цього, для роботи з номінальною потужністю необхідна менша вхідна механічна потужність, що значно підвищує загальний ККД системи.

Висновки до розділу 4

Розвинуто теорію адаптивного керування класом векторно керованих асинхронних машин в частині побудови адаптивних до змін активного опору ротора систем керування АГ.

1. Вперше синтезовано адаптивний до змін активного опору ротора спостерігач вектора потокозчеплення ротора п'ятого порядку, який враховує

насичення магнітної системи асинхронної машини, є локально експоненційно стійким.

2. Показано, що адаптивна система векторного керування, яка побудована з використанням нелінійного принципу розділення на основі неадаптивного алгоритму робастного векторного керування і адаптивного спостерігача забезпечує локальне асимптотичне регулювання напруги в ланці постійного струму, модуля вектора потокозчеплення з одночасним полеорієнтуванням, а також оцінювання активного опору ротора при його обмежених варіаціях.

3. Результати дослідження динамічних режимів шляхом математичного моделювання (див. також результати експериментів у розділі 5) показують що:

а) завдяки робастності неадаптивного алгоритму забезпечуються умови локальності, які необхідні для використання принципу розділення;

б) динамічна поведінка адаптивного спостерігача при його автономній роботі і у складі адаптивної системи співпадають з достатнім ступенем точності для систем такого рівня складності, що підтверджує правомірність застосування нелінійного принципу розділення.

4. Враховуючи структурну подібність систем векторного керування АГ з прямим і непрямым полеорієнтуванням, можна стверджувати, що розроблений адаптивний спостерігач також може використовуватись для побудови адаптивних систем прямого векторного керування АГ, а також у векторно-керованих асинхронних електроприводах.

5. Оскільки точність стабілізації вектора потокозчеплення ротора в розглянутих системах адаптивного й робастного керування суттєво не відрізняється для розглянутого діапазону зміни активного опору ротора, то адаптивний алгоритм може розглядатися як ефективне рішення для початкової ідентифікації опору ротора при ініціалізації системи у складі функції «self-commissioning».

РОЗДІЛ 5

ПРАКТИЧНА РЕАЛІЗАЦІЯ ТА РЕЗУЛЬТАТИ ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНИХ ДОСЛІДЖЕНЬ АЛГОРИТМІВ ВЕКТОРНОГО КЕРУВАННЯ АСИНХРОННИМ ГЕНЕРАТОРОМ

Заключною стадією проектування нових алгоритмів керування асинхронним генератором є їх практична реалізація з метою проведення експериментальних досліджень, що направлені на виявлення ефектів, які не враховуються при синтезі та моделюванні. До таких ефектів відносяться:

- квантування за часом та рівнем, що може знизити показники якості керування;
- завади у вимірювальних сигналах;
- несиметричність машини та неточність визначення параметрів АГ;
- неідеальність апаратної частини елементів системи.

У даному розділі розглянуто питання практичної реалізації розроблених алгоритмів векторного керування АГ. Наведено опис експериментальної установки з керуючим контролером на основі 32-х розрядного цифрового сигнального процесора з плаваючою крапкою TMS320F28335 (Texas Instruments), який призначений для використання у системах реального часу. Представлено опис конфігурації силової частини, яка відповідає вимогам до сучасної силової електроніки, а також результати експериментального тестування розроблених алгоритмів векторного керування АГ.

Експериментальне тестування АГ виконано з використанням двох асинхронних машин потужністю 2,2 кВт та 5,5 кВт, параметри яких наведено в додатку А.

Основні результати даного розділу опубліковано в роботах [79], [151], [157], [167]–[169].

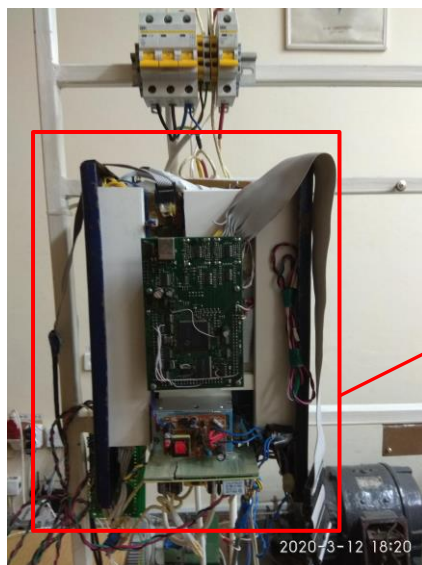
5.1 Структура експериментальної установки

Експериментальні дослідження виконано на створеній експериментальній установці, яка представляє собою станцію швидкого прототипного тестування алгоритмів керування. Станція дозволяє досліджувати синтезовані алгоритми керування асинхронним генератором, має широкий набір інструментів для швидкого проведення експериментів, з метою перевірки працездатності системи і показників якостей керування.

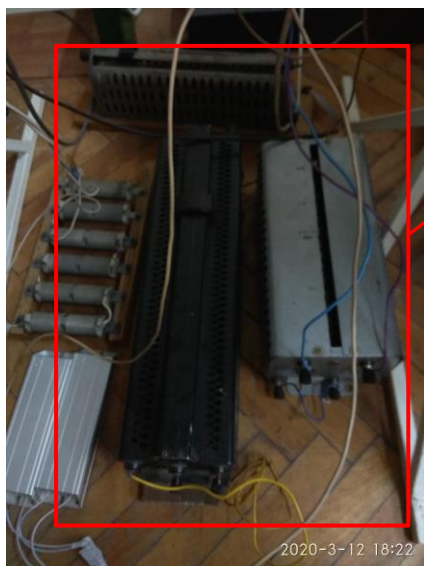
Основними функціональними властивостями станції є:

- висока обчислювальна здатність, час виконання циклу 6.67 нс при частоті 150 МГц, що відповідає 300 MFLOPS [170];
- розширений інтерфейс підключення аналогових та цифрових пристроїв;
- візуалізацію внутрішніх та зовнішніх змінних системи у реальному масштабі часу з можливістю збереження до 16 необхідних змінних, з частотою вибірки 800 мкс;
- створення декількох налагоджувальних файлів конфігурації, що дозволяє здійснювати швидкий перехід між досліджуваними алгоритмами;
- інтуїтивно зрозумілий графічний інтерфейс користувача;
- збереження файлів у форматі сумісному з пакетом MATLAB, що пришвидшує процес обробки результатів тестування.

Загальний вигляд експериментальної установки з АГ потужністю 2.2 кВт представлено на рис. 5.1. Функціональна схема досліджуваного комплексу представлена на рис. 5.2.



Перетворювач



Навантаження

АД
(генератор)АД
(первинний рушій)

Рисунок 5.1 – Загальний вигляд експериментальної установки
ЕМС №1 (АГ - АД) для дослідження АГ потужністю 2.2 кВт

Дослідження алгоритмів, представлених у розділах 2 - 4, виконувалося з єдиною конфігурацією системи (рис. 5.2). Експериментальна установка вміщує:

1. Електромеханічну частину (ЕМЧ), яка безпосередньо є досліджуваним об'єктом у вигляді пари електричних машин, вали яких жорстко з'єднані муфтою. Один з двигунів використовується як первинний рушій, інший у якості досліджуваного АГ. Також, на одному валу з генератором розміщено фотоімпульсний давач швидкості інкрементного типу. В ході дослідження алгоритмів керування асинхронним генератором було протестовано дві електромеханічні системи генерування, зовнішній вигляд яких представлено на рис. 5.1 та рис. 5.17.

2. Керуюча частина виконана на базі уніфікованого контролера на основі 32-х розрядного цифрового сигнального процесора (ЦСП) TMS320F28335 [170]. Комунікація якого з персональним комп'ютером (ПК) здійснюється через USB інтерфейс. Програмне забезпечення розроблено та написано в середовищі Code Composer Studio 5.x з використанням об'єктно-орієнтованої мови програмування C++, а його відлагодження здійснювалося через JTAG інтерфейс контролера.

3. Силовий перетворювач виконано по схемі: випрямляч – ланка постійного струму – трифазний мостовий інвертор напруги з ШІМ (50 А/380 В, з частотою модуляції 5 кГц та мертвим часом 3.2 мкс). Випрямляч забезпечує початкове значення напруги ланки постійного струму, яке необхідно для збудження АГ при обертанні валу генератора. Наприклад, для отримання 120 В до випрямляча прикладається вхідна напруга від лабораторного автотрансформатора (ЛАТР) 85 В (ЕМЧ№1), а для отримання 310 В (ЕМЧ№2) прикладається однофазне живлення. Також до складу силового перетворювача входить: ємність в ланці постійного струму (С) 1000 мкФ, коло заряду ємності з зарядним резистором R_z та зарядним реле К для безпечного заряду ємності, ключ для під'єднання та від'єднання резистивного навантаження R_L , величина якого визначає генеровану потужність. В якості алгоритму формування

імпульсів керування ключами інвертора використовується алгоритм векторної широтно-імпульсної модуляції.

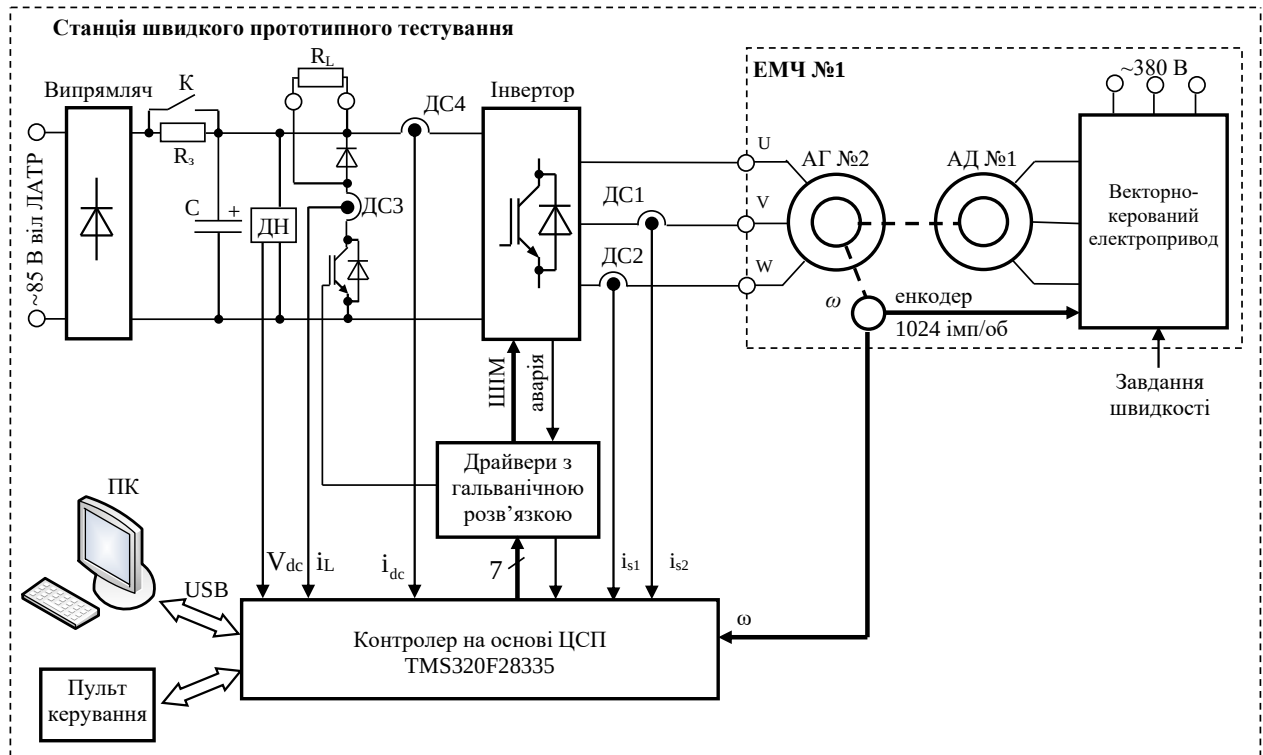


Рисунок 5.2 – Функціональна схема досліджуваного комплексу ЕМЧ№1

4. Персональний комп'ютер (ПК), який використовується для програмування, відлагодження та завантаження програм, візуального спостереження та збереження даних перехідних процесів.

5. Силова частина має повну гальванічну розв'язку з керуючою частиною. Вимірювання фазних струмів генератора, струму навантаження ланки постійного струму та генерованого струму в ланку виконується за допомогою гальванічно розв'язаних давачів струму (ДС1, ДС2, ДС3, ДС4) LTS-25, а інформація про величину напруги ланки постійного струму надходить від давача напруги (ДН) LV25-1200. Для вимірювання швидкості в системі використовується фотоімпульсний давач швидкості з роздільною здатністю для ЕМЧ №1 – 1024 імп/об, ЕМЧ №2 – 2500 імп/об.

Важливо відмітити, що структура експериментального комплексу відповідає типовій структурі систем генерування та може бути виконана в умовах промислового впровадження.

5.2 Експериментальне тестування алгоритмів векторного керування асинхронним генератором потужністю 2.2 кВт

Експериментальне тестування проводилося на досліджуваному комплексі, опис якого наведено у підрозділі 5.1, з метою порівняння динамічних, статичних та енергетичних характеристик досліджуваних алгоритмів векторного керування АГ.

Всі алгоритми мають подібну базову структуру, яка включає в себе внутрішні контури регулювання струмів, реалізовані в системі координат (d-q), асимптотично орієнтованої за вектором потокозчеплення ротора, та зовнішні контури регулювання напруги ланки постійного струму та потокозчеплення ротора.

Показники якості та робастність до варіацій активного опору ротора визначалися показниками відпрацювання заданих траєкторій модуля вектора потокозчеплення ротора та напруги ланки постійного струму. Оскільки досліджуваний асинхронний генератор має короткозамкнений ротор, то варіація активного опору ротора вводилася в досліджувані алгоритми, в яких замість реального значення параметра α використовувався параметр $\hat{\alpha} = k_{\alpha} \alpha_n$.

Для порівняння динамічних властивостей систем керування НВК та РВК з останнього було виключено компенсацію струму навантаження i_L .

Порівняльне дослідження алгоритмів проводилося для двох значень кутової швидкості обертання ротора $\omega = 140$ рад/с та $\omega = 100$ рад/с, використовуючи однакову послідовність операцій керування, яка показана на рис. 5.3:

- первинний рушій на основі векторно керованого асинхронного двигуна обертає вал АГ з постійною кутовою швидкістю 25 рад/с;
- початкова напруга ланки постійного струму $V_{dc}(0)$ дорівнює 120 В;
- в початковий момент часу 0...0.25 с відбувається збудження АГ завданням заданої траєкторії модуля вектора потокозчеплення з початковим значенням $\psi(0) = 0.02$ Вб і кінцевим 0.96 Вб;

- починаючи з $t = 0.5$ с швидкість первинного рушія збільшується до заданого значення (140 рад/с або 100 рад/с);
- на інтервалі прискорення кутової швидкості задане значення напруги збільшується разом зі швидкістю ротора до рівня $V^* = 540$ В;
- в момент часу $t = 1.5$ с під'єднується, а в $t = 3.5$ с від'єднується постійний струм навантаження 2.8 А, що відповідає номінальній механічній потужності АГ.

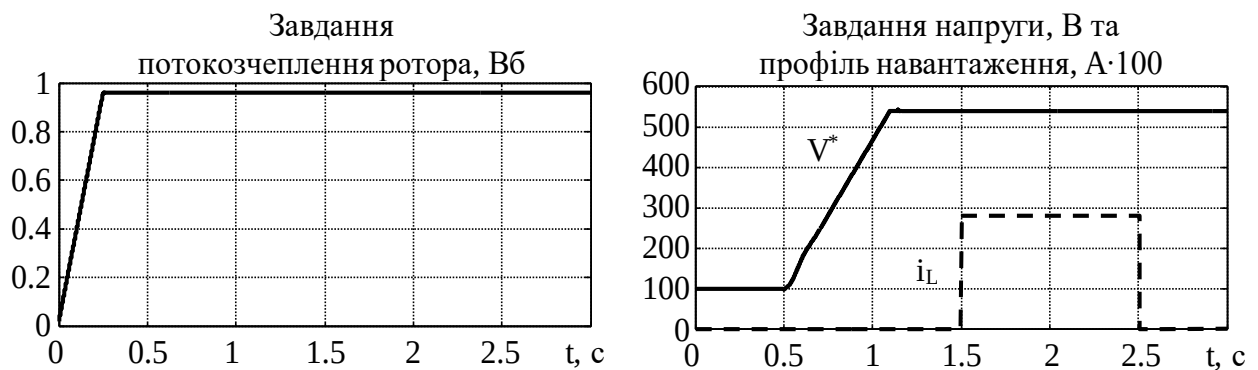


Рисунок 5.3 – Задані траєкторії поточкозчеплення ротора, напруги ланки постійного струму та профіль струму навантаження

В умовах експериментальних тестів прийняті наступні значення параметрів налаштування: коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регулятора напруги $k_{v1} = 0.2$, $k_{vi1} = 15$ для НВК, $k_v = 125$, $k_{vi} = k_v^2/2$ для РВК, та регуляторів струму $k_i = 800$, $k_{ii} = k_i^2/4$; коефіцієнт налаштування підсистеми поточкозчеплення $\gamma_1 = 0.025$, коефіцієнт спостерігача польової компоненти струму статора $k_1 = 500$. Обидві системи керування були налаштовані таким чином, щоб забезпечити однакові динамічні властивості контура регулювання напруги при кутовій швидкості обертання 140 рад/с.

5.2.1 Дослідження динамічних процесів

Динамічні процеси в умовах експериментального тестування алгоритму РВК при відсутності варіацій активного опору ротора АГ показано на рис. 5.4, а результати моделювання представлено на рис. 5.5.

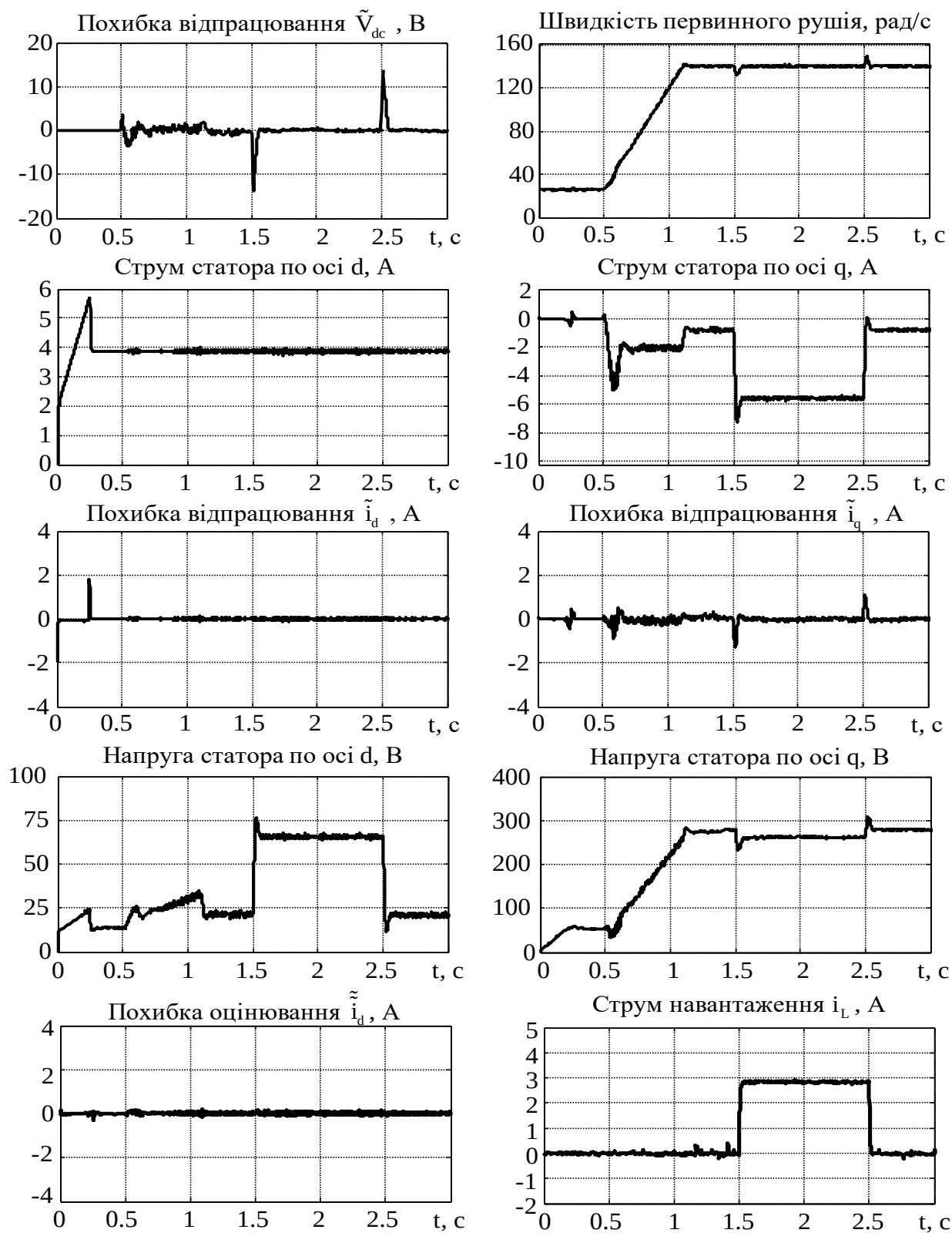


Рисунок 5.4 – Експериментальні перехідні процеси в системі з алгоритмом РВК

при $\hat{\alpha} = \alpha_n$

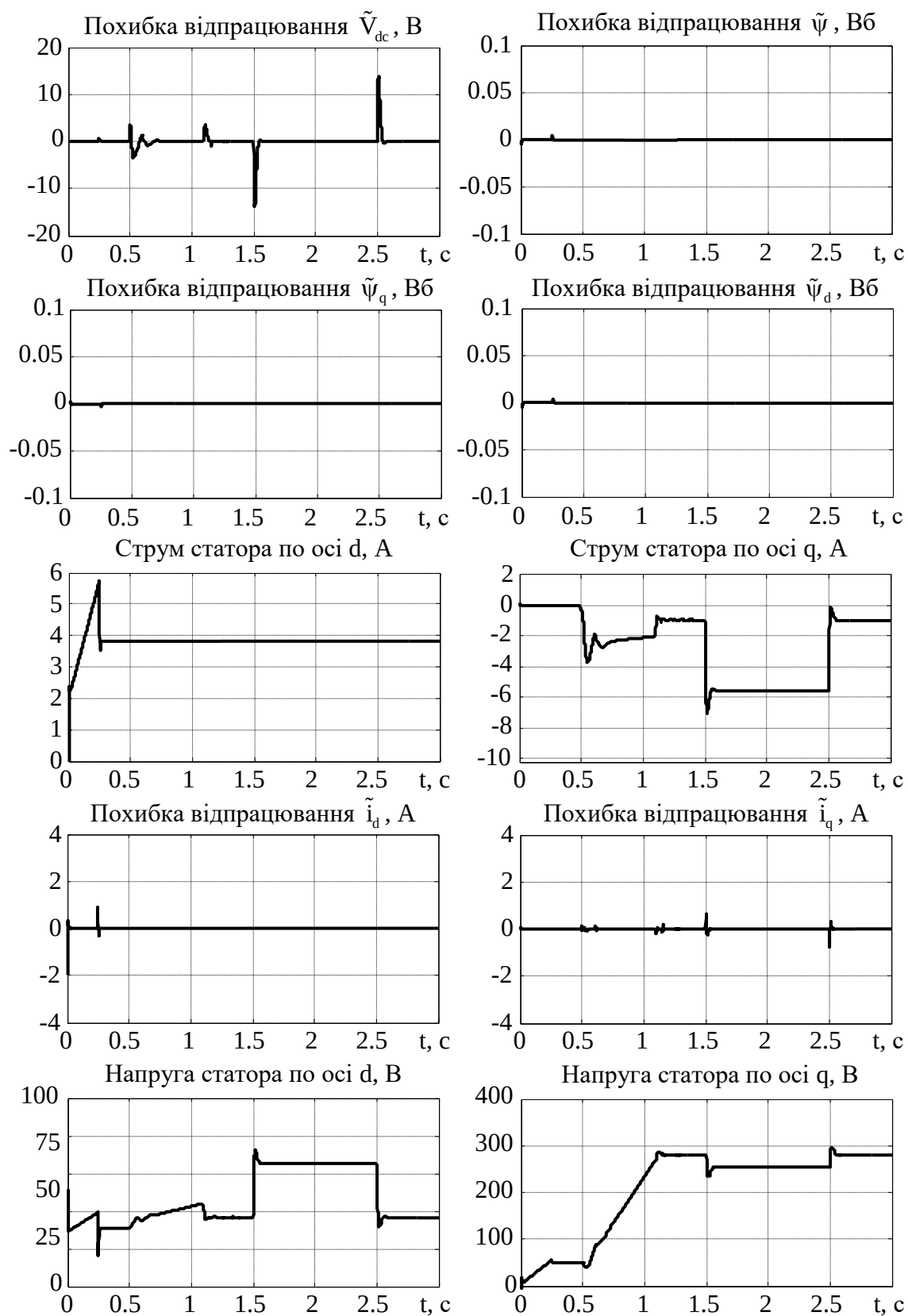


Рисунок 5.5 – Перехідні процеси в системі з алгоритмом РВК при $\hat{\alpha} = \alpha_n$,

отримані шляхом моделювання

З графіків перехідних процесів на рис. 5.4 та рис. 5.5 слідує, що при $\hat{\alpha} = \alpha_n$ розроблений алгоритм (РВК) забезпечує асимптотичне

полеорієнтування та асимптотичне регулювання заданих траєкторії напруги ланки постійного струму та поточкозчеплення. Максимальна динамічна похибка регулювання напруги у моменти під'єднання та від'єднання навантаження склала ± 12 В. Експериментальні перехідні процеси з достатньою точністю для систем такого рівня складності співпадають з результатами моделювання.

Наступний набір експериментальних тестів проведено для порівняння показників систем НВК та РВК на різних кутових швидкостях АГ 140 рад/с та 100 рад/с. Струм навантаження для цих тестів знижено до рівня $i_L = 1.8$ А з метою забезпечення роботи АГ з номінальним струмом на нижчій ніж номінальна кутовій швидкості $\omega = 100$ рад/с. Графіки перехідних процесів відпрацювання напруги для двох алгоритмів керування на різних швидкостях представлено на рис. 5.6.

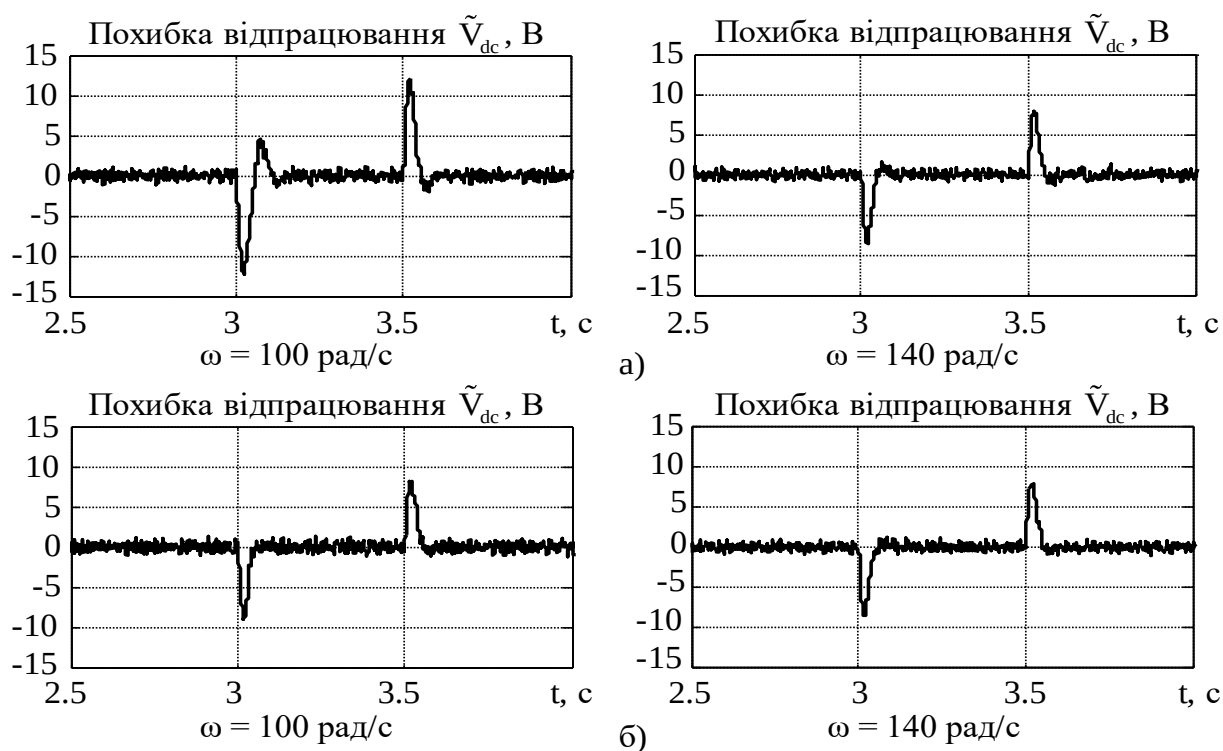


Рисунок 5.6 – Перехідні процеси регулювання напруги ланки постійного струму на швидкостях 140 рад/с та 100 рад/с:

а) алгоритм НВК; б) алгоритм РВК

З результатів рис. 5.6 слідує, що обидва алгоритми керування забезпечують однакові показники стабілізації напруги, коли система генерування працює на кутовій швидкості 140 рад/с. Динамічні властивості при

використанні алгоритму РВК не залежать від швидкості АГ. В той же час, динамічні властивості НВК погіршуються при роботі на кутовій швидкості 100 рад/с: динамічна похибка збільшується з 8 В до 12 В (+50%) для заданого струму навантаження.

Графіки перехідних процесів для випадку компенсації струму навантаження в системі з алгоритмом РВК показано на рис. 5.7. Завдяки компенсації струму навантаження i_L забезпечується зменшення динамічної похибки регулювання напруги до нехтуваного малого значення.

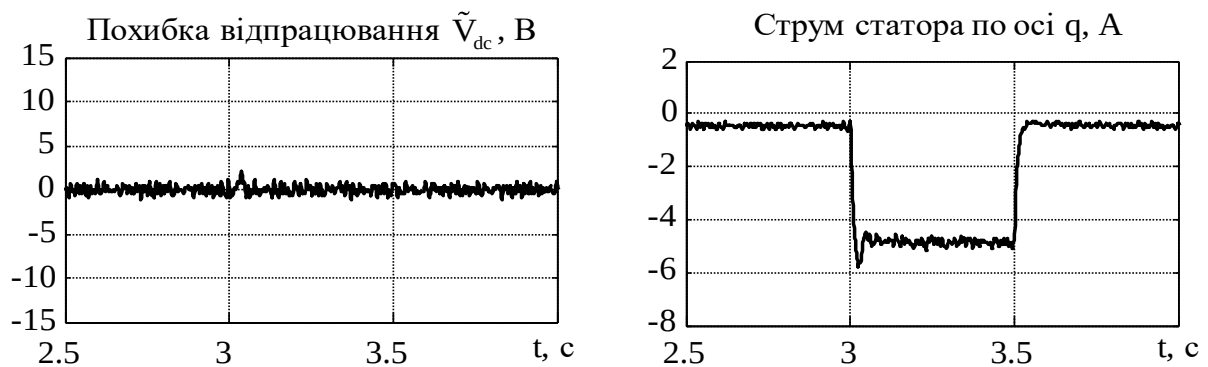


Рисунок 5.7 – Перехідні процеси в системі з алгоритмом РВК на швидкості 100 рад/с з компенсацією струму навантаження i_L

Графіки перехідних процесів в системі з алгоритмом РВК за умов зміни кутової швидкості представлено рис. 5.8. В умовах тесту при номінальному значенні потокозчеплення в момент часу 5 с під'єднується та в 8.5 с від'єднується струм навантаження величиною 1.4 А (50% від номінальної потужності), починаючи з 5.5 с відбувається збільшення кутової швидкості з 110 рад/с до 140 рад/с, в 6.5 с - зменшення до 90 рад/с, а в 8 с кутова швидкість збільшується до початкового значення 110 рад/с.

З рис. 5.8 видно, що компонента струму статора по осі q при збільшенні кутової швидкості зменшується, а при її зменшенні, навпаки, збільшується. Система РВК забезпечує асимптотичне регулювання напруги ланки постійного струму з максимальною динамічною похибкою приблизно 8 В при комутації навантаження, в той час як зміни кутової швидкості первинного рушія повністю компенсуються.

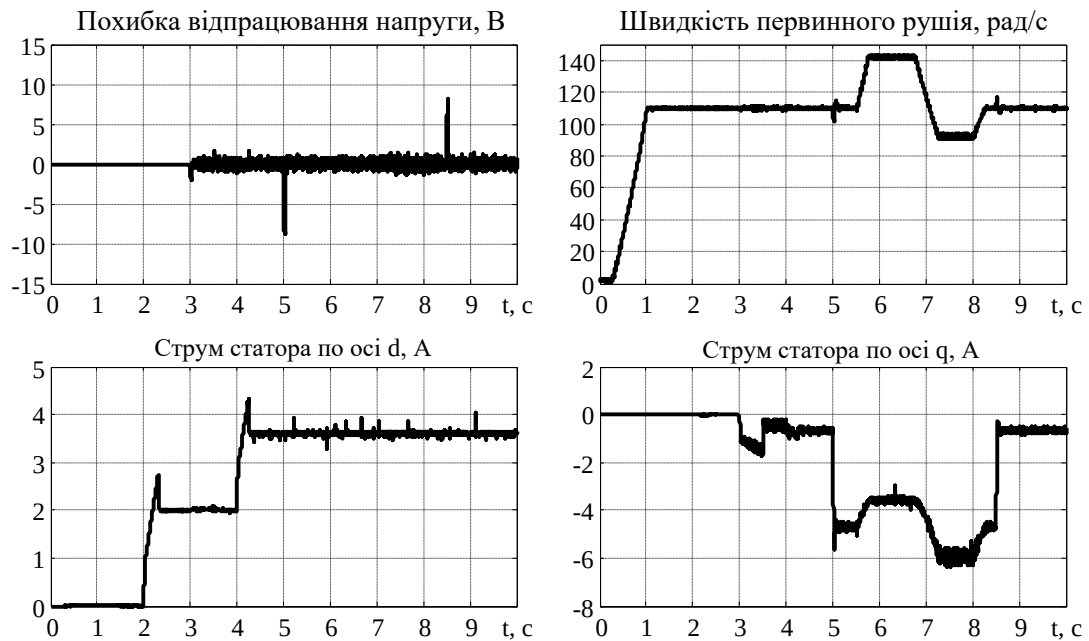


Рисунок 5.8 – Перехідні процеси в системі з алгоритмом РВК в умовах варіації швидкості первинного рушія

Наступну серію тестів проведено для визначення впливу часового розділення процесів керування підсистем напруги та струмів статора, яке досягається за рахунок вибору коефіцієнтів пропорційної та інтегральної складових регуляторів. В умовах даного тесту при дії алгоритму НВК з номінальним значенням потокозчеплення та кутовою швидкості 140 рад/с в $t = 3$ с під'єднувалося, а в 3.15 с від'єднувалося навантаження величиною 2.1 А, що відповідає 60% номінальної механічної потужності. При цьому швидкодія внутрішнього контура струму та зовнішнього контура напруги обиралася з умови $\omega_{0i} \geq 3\omega_{0v}$, при якій забезпечується квазірозв'язка процесів регулювання в підсистемах напруги та потокозчеплення. Налаштування системи було наступним: коефіцієнти пропорційної та інтегральної складової регулятора струму $k_i = 850$, $k_{ii} = k_i^2/2$, що забезпечує $\omega_{0i} = 600$. Для часового розділення між контурами струму та напруги $\omega_{0i} = 6\omega_{0v}$ коефіцієнт пропорційної та інтегральної складової регулятору напруги встановлено $k_v = 140$, $k_{vi} = k_{vi}^2/2$, що відповідає еквівалентному перетворенню $k_{v1} = \varphi(t, i_q^*)k_v/C = 0.2$ та $k_{vi1} = \varphi(t, i_q^*)k_{vi}/C = 14$ відповідно до виразу (2.64).

Динамічна похибка регулювання напруги та компонента струму статора по осі q для трьох значень часового розділення $\omega_{0i}=1.5\omega_{0v}$, $\omega_{0i}=3\omega_{0v}$ та $\omega_{0i}=6\omega_{0v}$ представлено на рис. 5.9 а) (експериментальне тестування), та на рис. 5.9 б) (математичне моделювання).

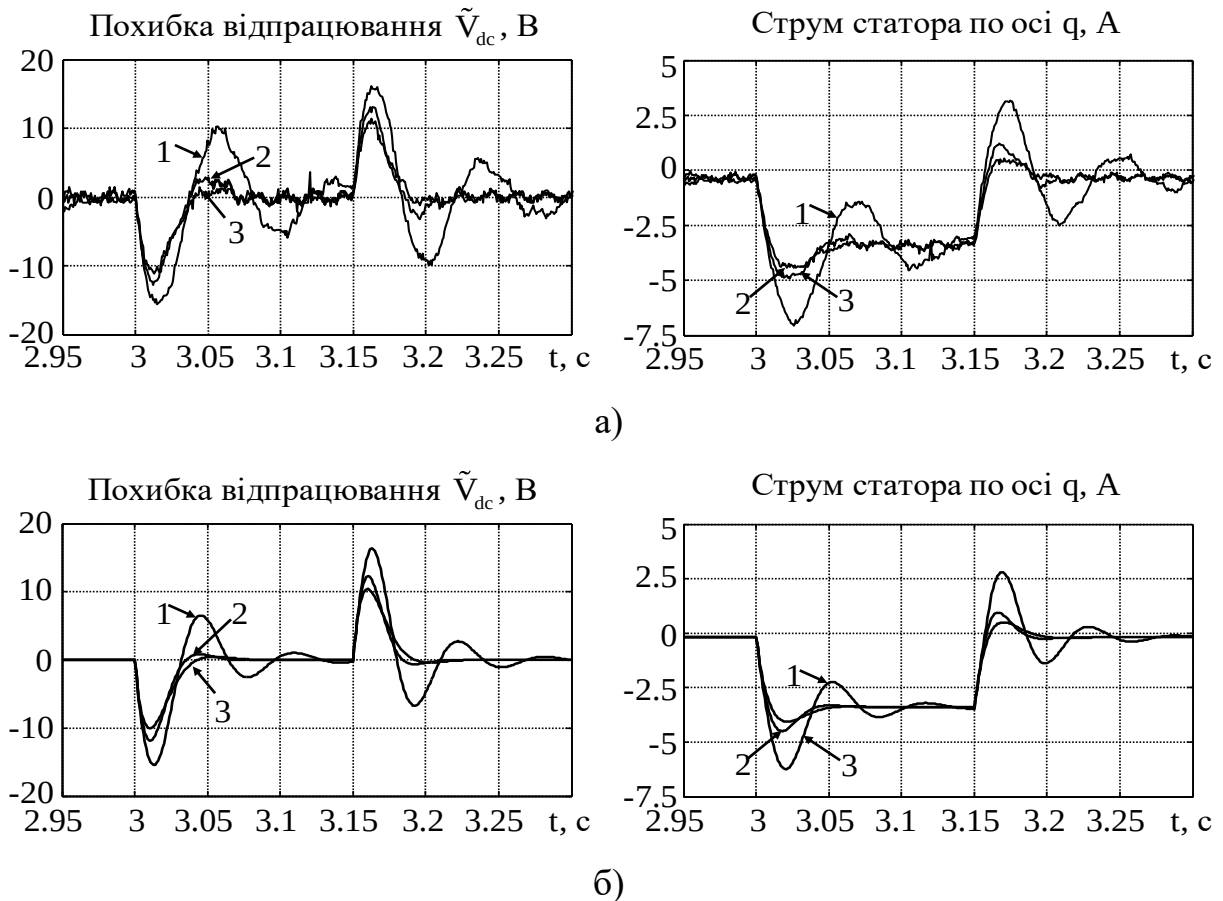


Рисунок 5.9 – Перехідні процеси в системі з алгоритмом НВК

а) експериментальне тестування;

б) моделювання: 1 – $\omega_{0i} = 1.5\omega_{0v}$, 2 – $\omega_{0i} = 3\omega_{0v}$, 3 – $\omega_{0i} = 6\omega_{0v}$

З рис. 5.9 а) та рис. 5.9 б) видно, що при $\omega_{0i}=6\omega_{0v}$ забезпечується мінімальна динамічна похибка регулювання напруги та мінімальне перерегулювання в перехідній характеристиці моментного струму i_q , ніж при $\omega_{0i}=3\omega_{0v}$ та $\omega_{0i}=1.5\omega_{0v}$. Коли часове розділення зменшується до $\omega_{0i}=3\omega_{0v}$ (позначено 2) виникає незначне збільшення динамічної похибки, а при співвідношенні $\omega_{0i}=1.5\omega_{0v}$ (позначено 1) похибка регулювання напруги зростає та з'являються коливання в перехідних процесах. Така поведінка

пояснюється посиленням взаємозв'язку між контурами регулювання струму та напруги, як це було досліджено в розділі 2 на рис. 2.10.

З практичної точки зору співвідношення $\omega_{oi} > (3-4)\omega_{ov}$ можна вважати достатнім. Слід зазначити, що результати отримані експериментально на 5.9 а), і представлені, співпадають з достатнім ступенем точності з результатами моделювання на рис. 5.9 б).

Наступну серію експериментальних тестів проведено для порівняння показників систем НВК та РВК, коли значення параметру $\hat{R}_2$ в алгоритмі відрізняється від реального значення активного опору ротора АГ (параметр $\hat{R}_2 = k_\alpha R_{2n}$ в алгоритмі керування АГ).

Графіки перехідних процесів похибки регулювання напруги ланки постійного струму та компоненти струму статора по осі q для непрямого алгоритму векторного керування АГ при варіації $\hat{R}_2 = 1.4R_{2n}$ та $\hat{R}_2 = 0.5R_{2n}$ представлено на рис. 5.10 а) та рис. 5.10 б) відповідно (при варіації більше вказаних значень НВК втрачає стійкість). В умовах цих тестів час дії навантаження збільшено до 3.5 с для досягнення усталеного режиму роботи. Як показано на рис. 5.10 а), у випадку використання НВК виникає суттєве погіршення динамічних властивостей при значеннях параметру $\hat{R}_2$ більших за номінальне. Усталене значення компоненти струму статора i_q майже на 20% більше, ніж у номінальному режимі. Перехідні процеси при відпрацюванні напруги та струму статора по осі q мають коливальний характер. Коли значення параметру $\hat{R}_2$ є меншим (рис. 5.10 б)) ніж реальне, динаміка регулювання напруги також погіршується, а моментотворююча складова струму статора i_q збільшується на 40%. Перехідні процеси при відпрацюванні напруги та струму статора по осі q мають затягнутий аперіодичний характер.

Як доведено в [88], [93], неточне значення активного опору при $\hat{R}_2 > R_{2n}$ призводить до зменшення амплітуди потокозчеплення ротора. При $\hat{R}_2 < R_{2n}$ електромагнітна система АГ насичується, що спричиняє збільшення амплітуди

струму статора. Внаслідок дії ефекту насичення АГ порушується полеорієнтація за вектором потокозчеплення ротора, хоча при цьому АГ працює майже з постійним значенням модуля потокозчеплення.

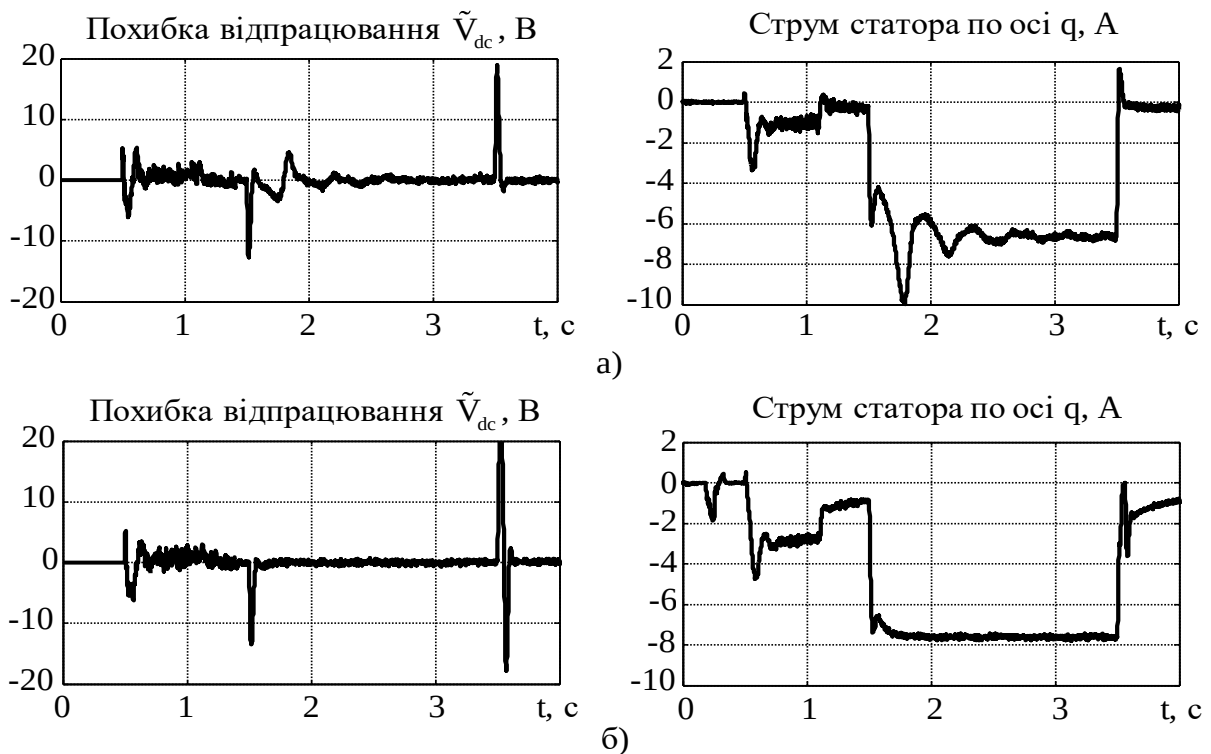


Рисунок 5.10 – Перехідні процеси в системі з алгоритмом НВК при варіації активного опору ротора: а) $\hat{R}_2 = 1.4R_{2n}$; б) $\hat{R}_2 = 0.5R_{2n}$

Результати ідентичного тесту для системи РВК представлено на рис. 5.11 а) ($\hat{R}_2 = 1.4R_{2n}$) та рис. 5.11 б) ($\hat{R}_2 = 0.5R_{2n}$). З порівняння результатів на рис. 5.10 та рис. 5.11 слідує, що розроблений алгоритм РВК забезпечує сильні властивості робастності до варіації активного опору ротора. Немає суттєвої різниці при компенсації струму навантаження в перехідних процесах з номінальними параметрами, зображеними на рис. 5.4, та з варіацією, показаними на рис. 5.11. Важливо також, що усталене значення моментного струму в умовах навантаження та його динамічна поведінка залишаються майже незмінними в умовах дії параметричних збурень по параметру $\alpha = R_2 / L_2$.

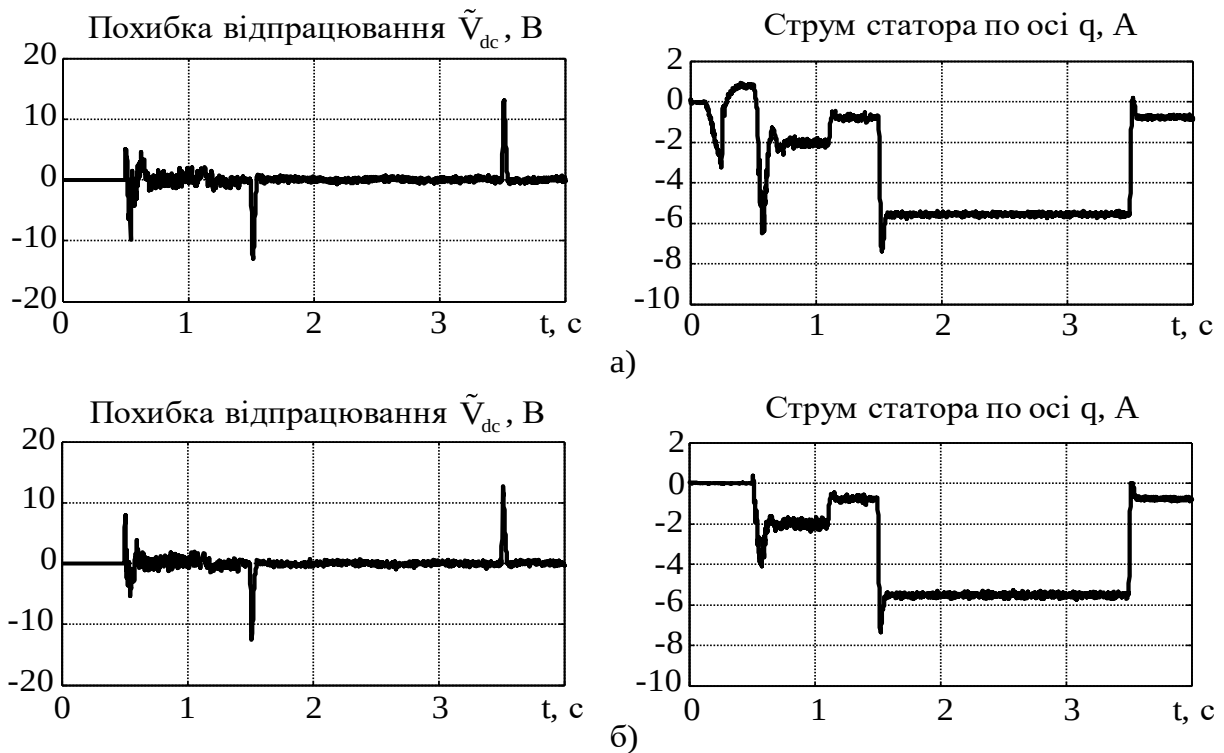


Рисунок 5.11 – Перехідні процеси в системі з алгоритмом РВК при варіації активного опору ротора: а) $\hat{R}_2 = 1.4R_{2n}$; б) $\hat{R}_2 = 0.5R_{2n}$

5.2.2 Дослідження енергетичної ефективності при варіації активного опору ротора

Для порівняння енергоефективності систем генерування в усталеному режимі з алгоритмами НВК та РВК проведено серію тестів, результати яких представлено на рис. 5.12 для кутової швидкості 140 рад/с. В умовах експериментальних тестів прикладено різні значення струму навантаження для того, щоб встановити, як зміниться амплітуда струму статора та оцінене значення механічної потужності при варіації $\hat{R}_2$.

Умовами тестування передбачено, що компонента струму статора i_d відпрацьовується на номінальному рівні, який в номінальних умовах ($\hat{R}_2 = R_{2n}$) необхідний для формування номінального значення потокозчеплення ротора. Усталені похибки регулювання напруги $\tilde{V}_{dc}$ та струмів $\tilde{i}_d$, $\tilde{i}_q$ були нехтувано малими для обох алгоритмів.

В умовах експериментального тестування первинний рушій забезпечував стабілізацію кутової швидкості 140 рад/с, під'єднувався струм навантаження величиною 1.4 А, 2.1 А та 2.8 А, що відповідає 50%, 75% та 100% від номінального значення при різних значеннях параметру $\hat{R}_2$. Для кожного значення фіксувалися усталені значення амплітуди струму статора та оціненої механічної потужності первинного рушія.

В процесі виконання даної серії тестів отримано статичні характеристики модуля струму статора АГ та оціненої механічної потужності первинного рушія від варіації активного опору ротора, які представлено на рис. 5.12. Статичні характеристики для непрямого векторного керування АГ позначено суцільними чорними лініями, для робастного векторного керування – штриховими.

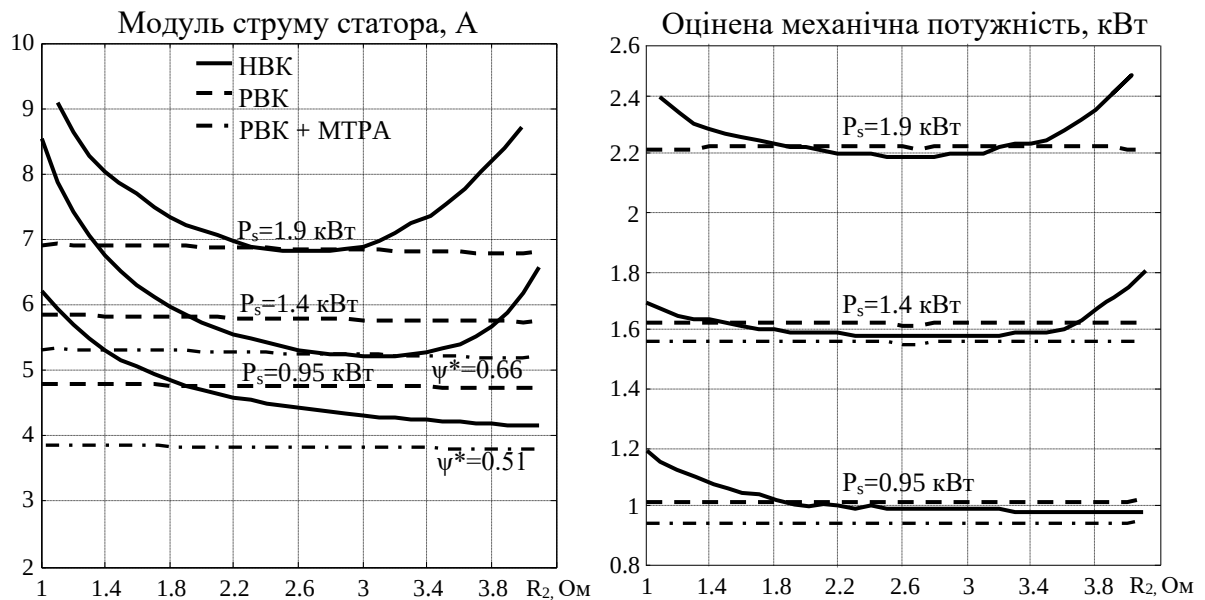


Рисунок 5.12 – Статичні характеристики при варіації активного опору ротора для системи з НВК, РВК та РВК з оптимізацією МТРА

Експериментальні результати на рис. 5.12, показують, що алгоритм РВК забезпечує майже на постійному рівні амплітуду струму статора в усьому діапазоні змін параметру $\hat{R}_2$. На відміну від РВК, усталені значення струму статора в системі з НВК збільшуються, коли використовується неточне значення опору ротора. Це означає, що, порівняно з НВК, РВК гарантує більш надійну стабілізацію вектора потокозчеплення ротора (як кутового положення, так і амплітуди) при варіації активного опору ротора. В результаті цього, для

роботи з номінальною потужністю необхідна менша вхідна механічна потужність, що значно збільшує загальну енергетичну ефективність системи.

Тим не менш, з рис. 5.12 слідує, що при навантаженнях менших від номінального, зміна опору ротора в системі НВК має тенденцію до підвищення ефективності системи. Така поведінка системи НВК може бути пояснена ефектом оптимізації «максимальний момент на ампер» (МТРА). Відомо, що для досягнення оптимізації при навантаженнях менших від номінального, необхідно зменшувати рівень потокозчеплення. При $\hat{R}_2 > R_{2n}$ зменшення потокозчеплення ротора в системі НВК призводить до ефекту, схожого з оптимізацією МТРА. Тобто зменшення завдання потокозчеплення відповідно до оптимізації МТРА в системі з РВК буде більш ефективним, ніж псевдо оптимізація в умовах зменшення потокозчеплення в системі НВК при варіації опору ротора.

Для вивчення цього ефекту було проведено додаткові тестування з послабленням рівня потокозчеплення в системі РВК. Експериментальні криві для системи РВК при струмі навантаження, що складає 75% та 50% від номінального, показано на рис. 5.12 штрих-пунктирною лінією. З представлених результатів можна зробити висновок, що реалізація розробленого алгоритму РВК з додатковою оптимізацією МТРА [171] забезпечує покращену ефективність системи для всіх режимів роботи, порівняно з системою НВК.

Слід зазначити, що керування потокозчепленням відповідно до МТРА оптимізації при малих значеннях навантаження для НВК немає ніякого ефекту внаслідок похибок регулювання потокозчеплення, які спричинені відсутністю робастності в умовах змін активного опору ротора.

Таким чином, виконане повномасштабне експериментальне тестування алгоритму РВК підтверджують його сильні властивості грубості (робастності) до варіації активного опору ротора, на відміну від алгоритму НВК.

5.3 Експериментальне тестування адаптивного спостерігача та алгоритму адаптивного векторного керування АГ потужністю 2.2 кВт

Експериментальне дослідження адаптивної системи векторного керування АГ (4.8) - (4.12) проводилося з використанням асинхронної машини потужністю 2.2 кВт експериментальної установки, яку показано на рис. 5.1. Метою проведення експериментального тестування є експериментальне підтвердження результатів, отриманих методом математичного моделювання в підрозділі 4.3.

5.3.1 Результати експериментального тестування автономної роботи адаптивного спостерігача

Експериментальні дослідження автономної роботи адаптивного спостерігача (4.1) виконано з тією ж послідовністю операцій керування та налаштуваннями алгоритму векторного керування та адаптивного спостерігача, які використано у підрозділі 4.3 при дослідженні методом математичного моделювання.

Також, як і при математичному моделюванні, експериментальне тестування виконано в два етапи: на першому досліджено роботу адаптивного спостерігача (4.1) в автономному режимі; на другому досліджено перехідні процеси в системі адаптивного векторного керування напруги ланки постійного струму та модуля потокозчеплення ротора АГ, коли оцінене спостерігачем значення $\hat{R}_2$ було введено в алгоритм керування.

Експериментальне тестування проводилося для наступних значень початкових умов оціненого параметру R_2 : $\hat{R}_2(0) = R_{2n}$, $\hat{R}_2(0) = 0.5R_{2n}$ та $\hat{R}_2(0) = 2R_{2n}$. Кутову швидкість первинного рушія встановлено на рівні 100 рад/с.

На рис. 5.13 представлено графіки перехідних процесів при паралельній автономній роботі системи векторного керування, в якій реалізовано РВК з

номінальним значенням $\hat{R}_2 = R_{2n}$ в регуляторі, та адаптивного спостерігача з $\hat{R}_2(0) = R_{2n}$. Початкові умови для змінних спостерігача встановлені $\hat{\psi}_a(0) = 0.02$ Вб, $\hat{\psi}_b(0) = \hat{i}_a(0) = \hat{i}_b(0) = 0$.

З рис. 5.13 видно, що спостерігачем асимптотично оцінюються компоненти струму статора та потокозчеплення, а також активний опір ротора, оскільки похибки по змінним $\tilde{i}_a$, $\tilde{i}_b$, $\tilde{i}_d$, $\tilde{R}_2$ нульові впродовж всього тесту.

На рис. 5.14 показано перехідні процеси в умовах $\hat{R}_2(0) = 0.5R_{2n}$ та $\hat{R}_2(0) = 2R_{2n}$. У відповідності до аналізу, проведеного в 4 розділі, з поведінки похибки оцінки $\tilde{R}_2$ слідує, що при відсутності навантаження оцінювання параметру R_2 не відбувається, тому що умови персистентності збудження не виконуються. В той же час під навантаженням на інтервалі часу з 2.5 с до 5 с забезпечується асимптотичне оцінювання параметру R_2 за час 1.5 с та асимптотичне оцінювання модуля струму статора. Тим не менш, з модулю похибки регулювання оціненого потокозчеплення, який визначається як $|\tilde{\psi}| = \sqrt{\hat{\psi}^2 - \psi^{*2}}$, видно, що на початковій ділянці збудження $\psi^* = 0.5$ Вб $t = 0 \dots 2$ с, присутня статична похибка 0.2 Вб, яка обумовлена застосуванням в алгоритмі керування умови $L_m = \text{const}$ для лінійної апроксимації магнітної системи.

Результати експериментального тестування автономної роботи спостерігача підтверджують з достатнім ступенем точності результати математичного моделювання, отримані в підрозділі 4.3.

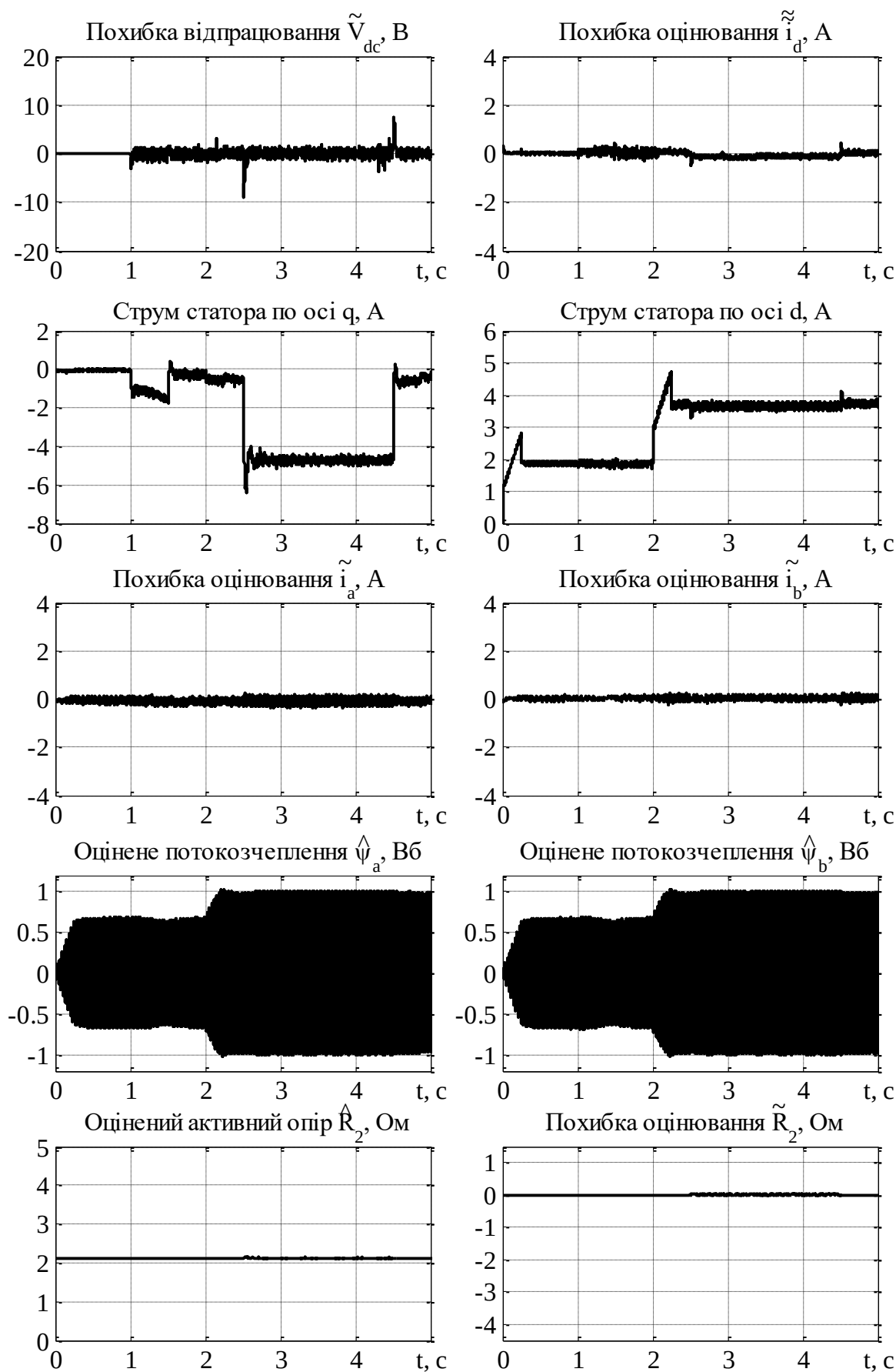


Рисунок 5.13 – Перехідні процеси автономної роботи спостерігача для

$$\hat{R}_2(0) = R_{2n}$$

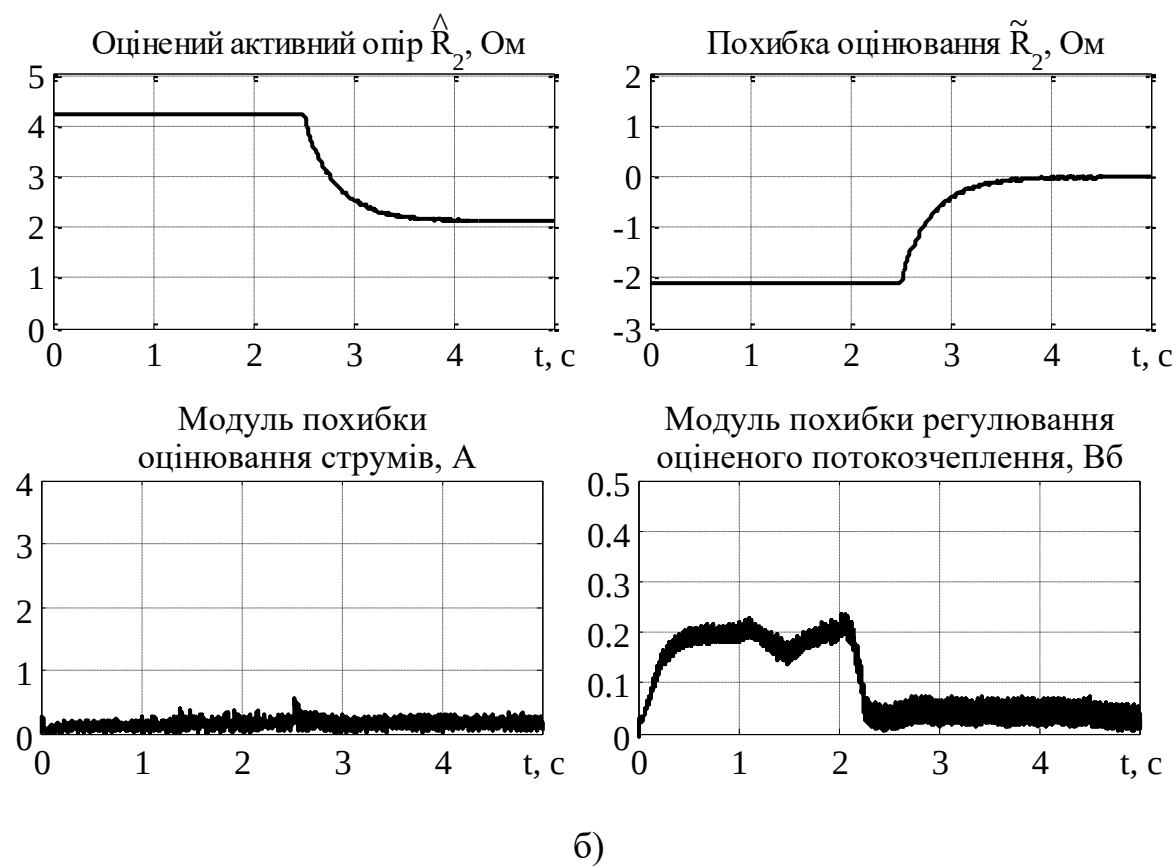
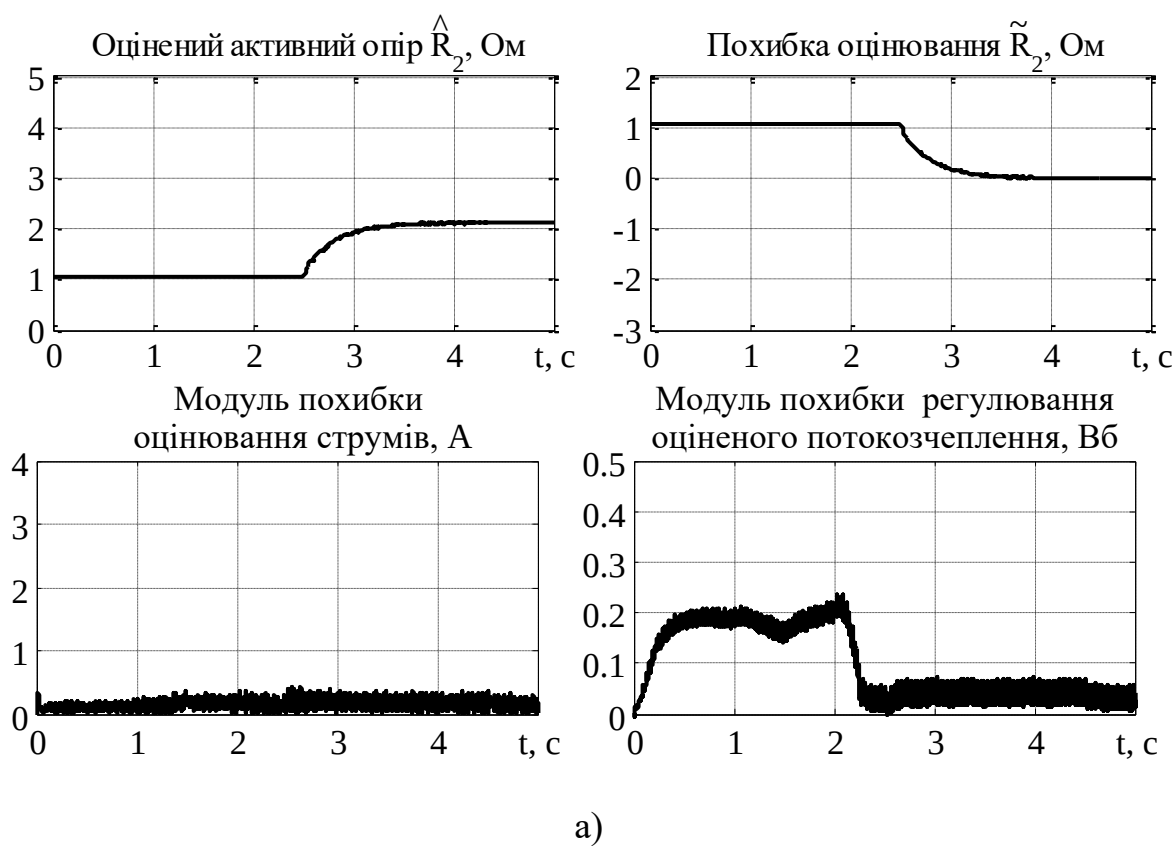


Рисунок 5.14 – Перехідні процеси автономної роботи спостерігача для швидкості 100 рад/с: а) $\hat{R}_2(0) = 0.5R_{2n}$; б) $\hat{R}_2(0) = 2R_{2n}$

5.3.2 Результати експериментального тестування адаптивної системи

Експериментальне тестування адаптивної системи на основі РВК проведено у відповідності до методики, описаної в підрозділі 4.3. Графіки перехідних процесів в системі робастного адаптивного векторного керування показані на рис. 5.15 - 5.16.

З представлених експериментальних результатів встановлюємо, що розроблена адаптивна система векторного керування асинхронним генератором забезпечує асимптотичне оцінювання невідомого параметра R_2 в умовах, коли виконуються умови персистентності збудження, асимптотичне регулювання напруги ланки постійного струму, асимптотичне оцінювання струмів статора.

Застосування розробленого алгоритму адаптивного керування дозволяє стабілізувати показники якості регулювання в системі генерування за умов дії варіацій активного опору роторного кола.

З порівняння графіків перехідних процесів, представлених на рис. 5.15 та рис. 4.6, а також рис. 5.16 та рис. 4.7 встановлюємо, що результати експериментальних досліджень співпадають з результатами математичного моделювання, що додатково підтверджує достовірність теоретичних результатів.

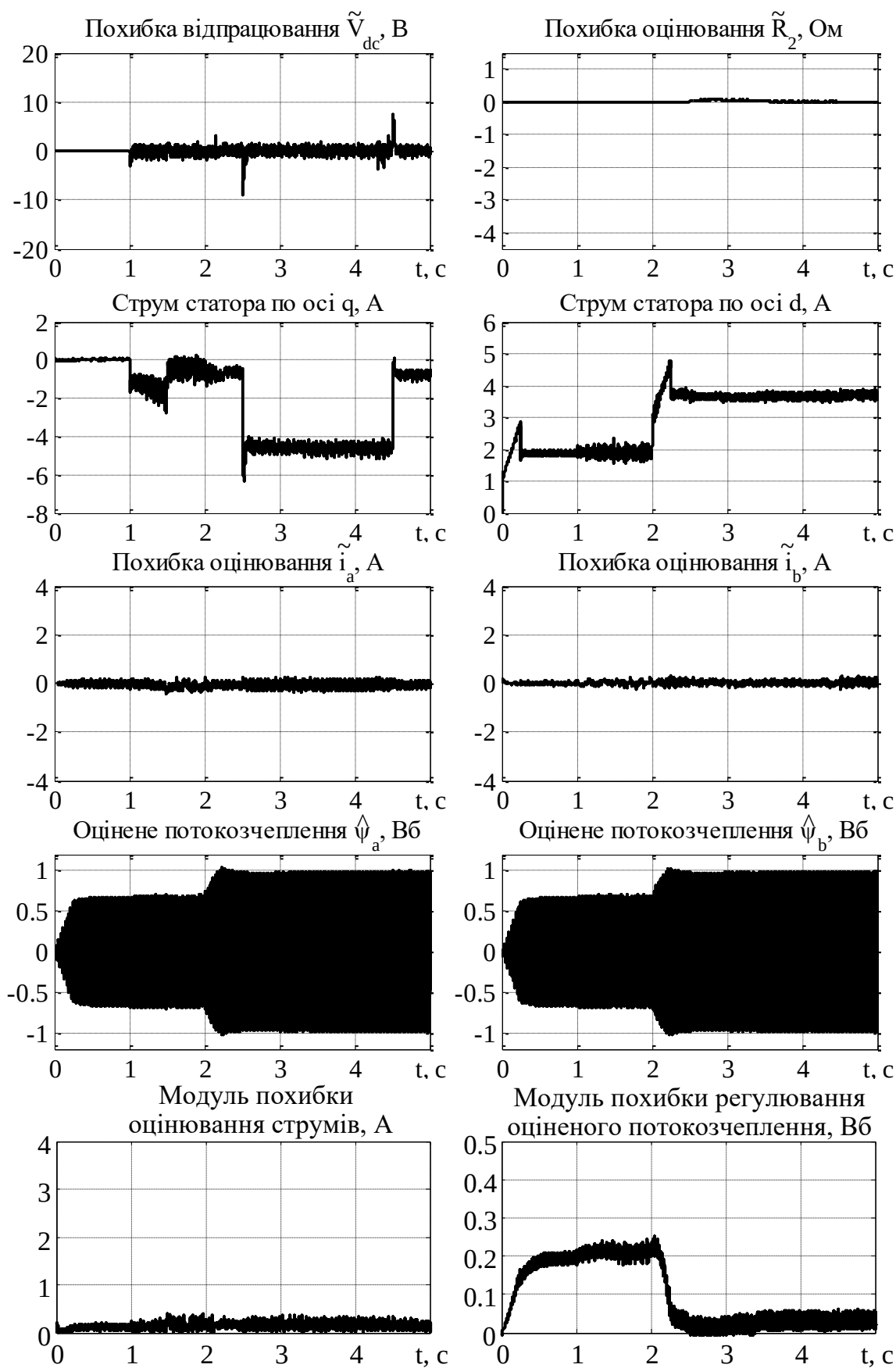
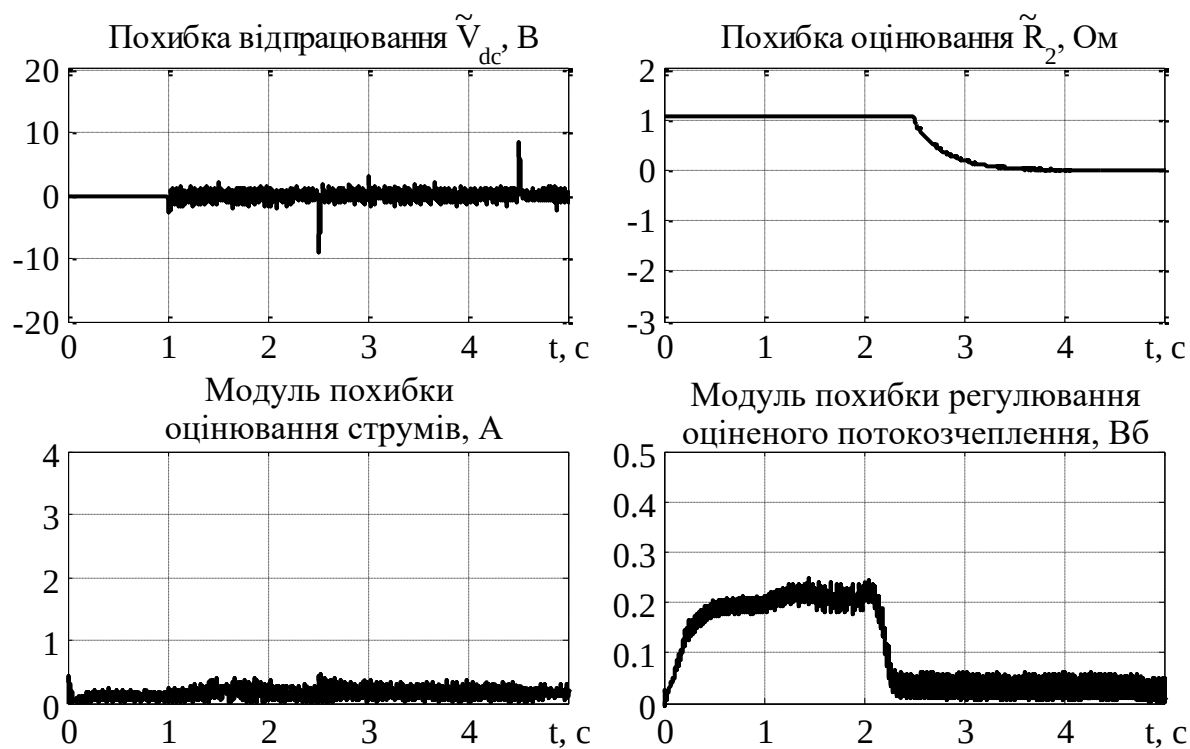
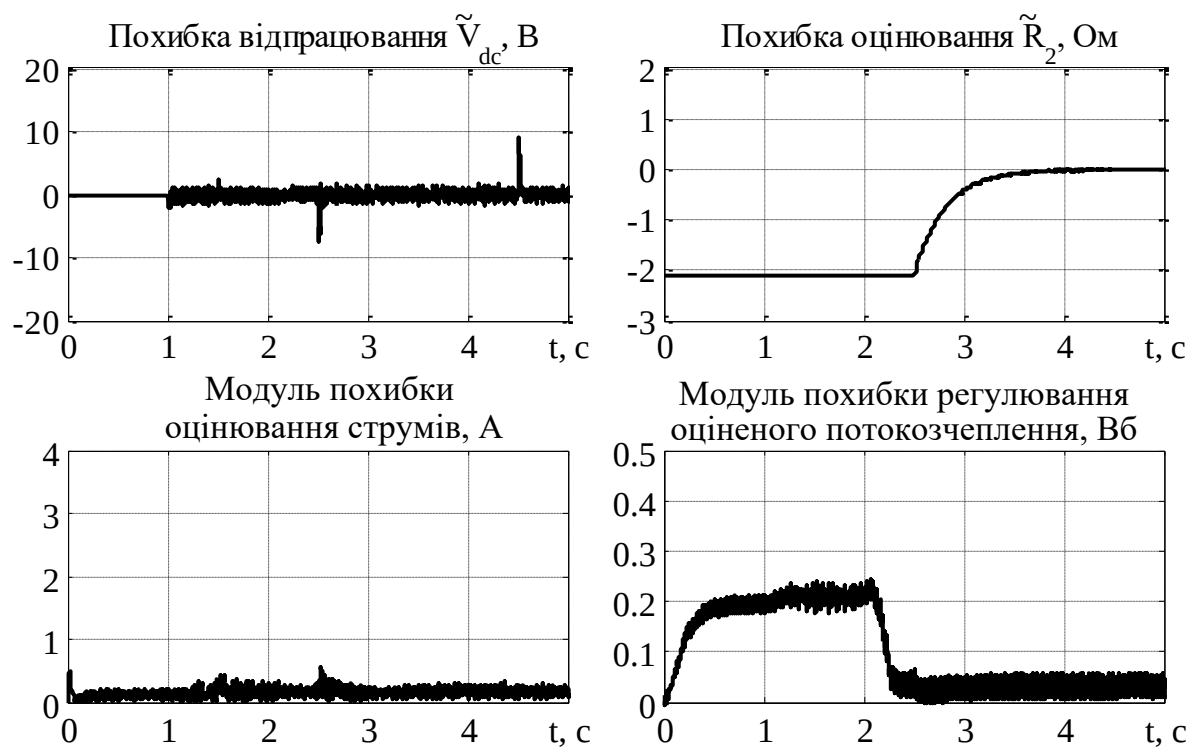


Рисунок 5.15 – Перехідні процеси в адаптивній системі для швидкості 100 рад/с

при $\hat{R}_2(0) = R_{2n}$



а)



б)

Рисунок 5.16 – Перехідні процеси в адаптивній системі для швидкості

100 рад/с: а) $\hat{R}_2(0) = 0.5R_{2n}$; б) $\hat{R}_2(0) = 2R_{2n}$

Результати виконаних експериментальних досліджень підтверджують, що використання адаптивної системи векторного керування АГ забезпечує повну компенсацію впливу змін активного опору ротора на процеси керування напруги в ланці постійного струму та потокозчеплення ротора АГ. З порівняння перехідних процесів експериментального тестування з перехідними процесами, які отримані шляхом математичного моделювання, слідує, що результати експериментального тестування і математичного моделювання співпадають з достатнім ступенем точності для систем такого рівня складності. Порівнюючи зі стандартним непрямым векторним керуванням АГ досягається значне покращення показників якості регулювання напруги та потокозчеплення, а також енергетичної ефективності процесу електромеханічного перетворення енергії.

Необхідно також відмітити, що застосування адаптивної системи векторного керування АГ дозволяє компенсувати варіації активного опору ротора та його початкову невизначеність на будь-яких кутових швидкостях обертання вала генератора, що являється вагомою перевагою, порівнюючи з неадаптивними НВК та РВК.

5.4 Експериментальне тестування системи векторного керування асинхронним генератором потужністю 5.5 кВт

Дослідження системи векторного керування АГ потужністю 5.5 кВт з алгоритмами НВК та РВК проведено на експериментальній установці, функціональна схема якої представлена на рис. 5.17, а загальний вигляд показано на рис. 5.18. Опис функціональної схеми для ЕМС потужністю 5.5 кВт (ЕМЧ№2) представлено в підпункті 5.1.

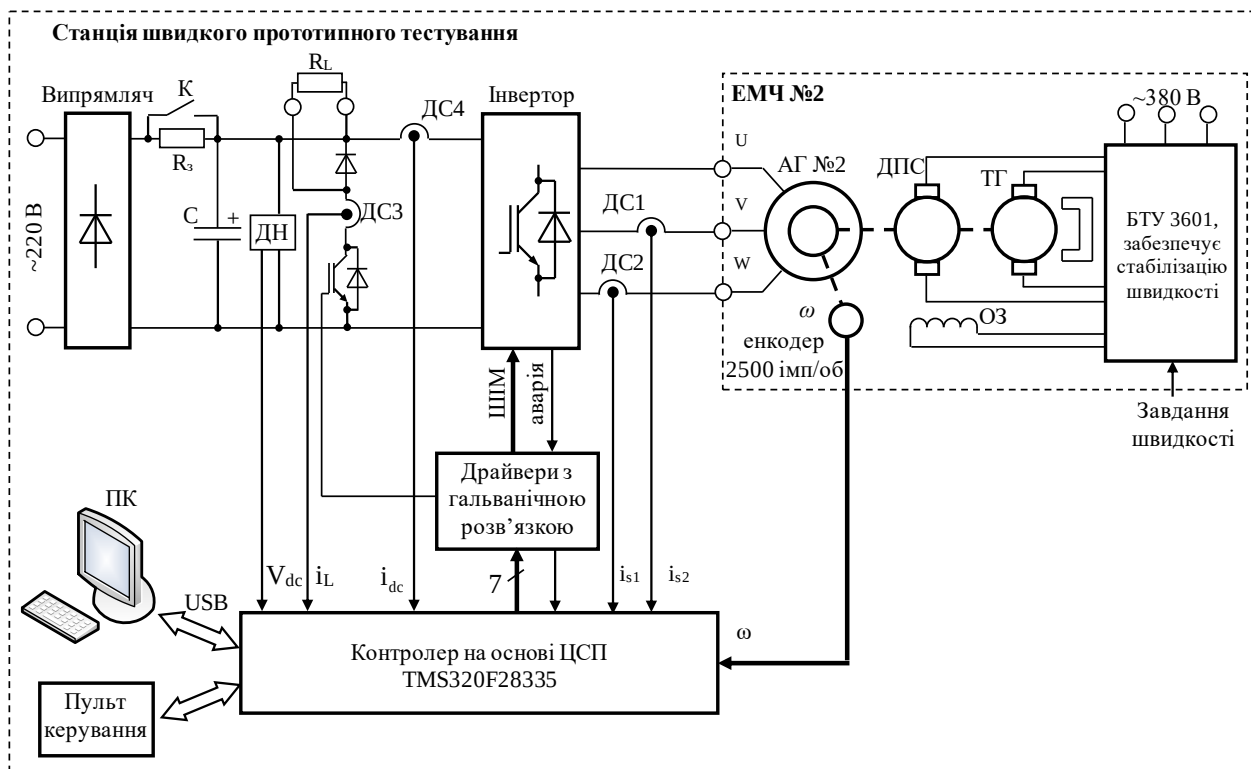


Рисунок 5.17 – Функціональна схема досліджуваного комплексу ЕМЧ№2

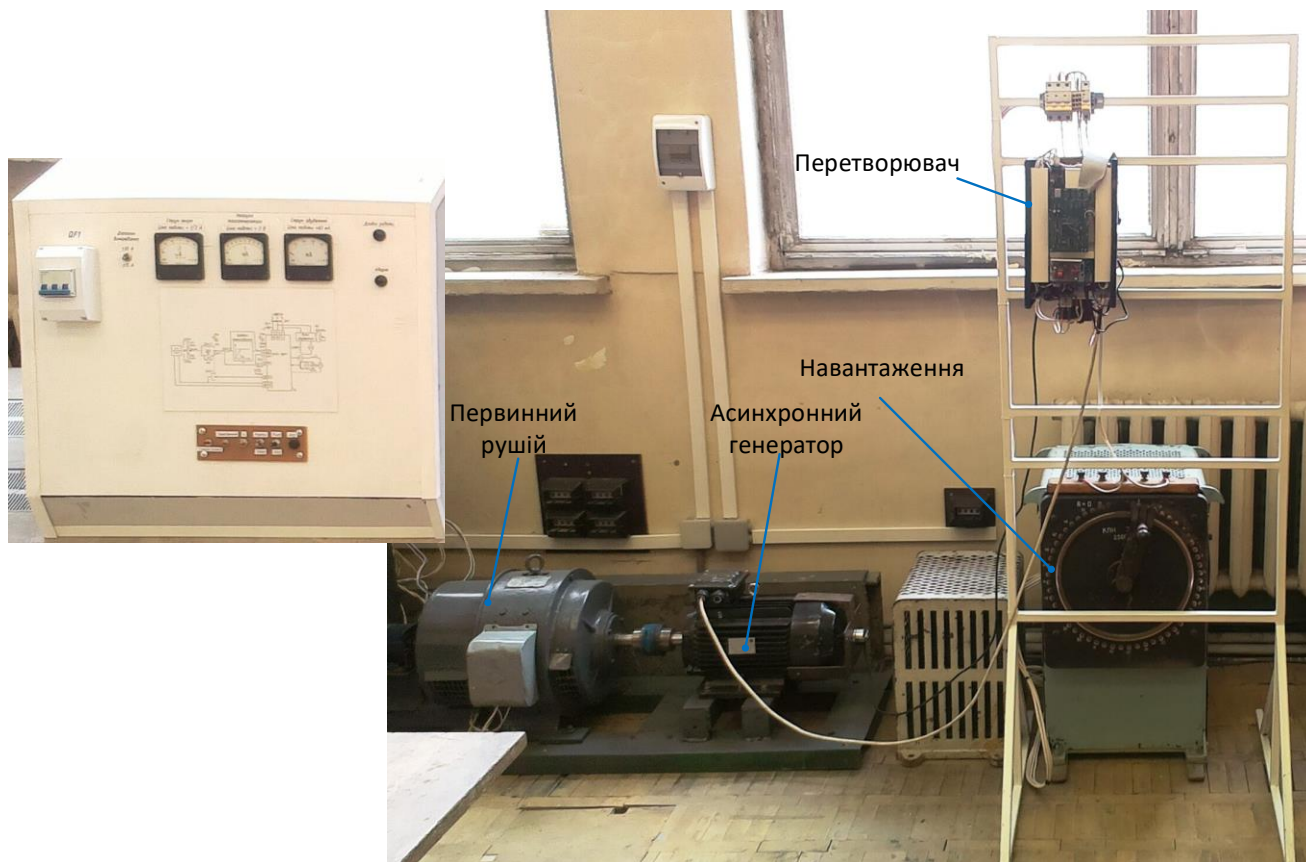


Рисунок 5.18 – Загальний вигляд експериментального стану ЕМС №2 (АГ - ДПС) для дослідження АГ потужністю 5.5 кВт

Експериментальне тестування проводилося для послідовності операцій керування, яка представлена на рис. 5.19.

- первинний рушій обертає вал АГ з початковим значенням кутової швидкості 140 рад/с, в момент часу $t = 2.5$ с за 0.5 с кутова швидкість збільшується до номінального значення 148 рад/с, а в момент часу $t = 3.5$ с за 1 с кутова швидкість зменшується до 130 рад/с. Стабілізація заданої кутової швидкості АГ забезпечується тиристорним перетворювачем БТУ3601 за допомогою системи підпорядкованого керування з ПІ-регулятором кутової швидкості;

– початкова напруга ланки постійного струму $V_{dc}(0)$ дорівнює 310 В;

– в початковий момент часу 0...0.3 с відбувається збудження АГ завданням заданої траєкторії модуля вектора потокозчеплення з початковим значенням $\psi(0)=0.02$ Вб і кінцевим 0.48 Вб; починаючи з $t = 1.5$ с задане потокозчеплення збільшується до номінального значення 0.96 Вб;

– починаючи з $t = 0.5$ с за 0.5 с завдання напруги ланки постійного струму збільшується з початкового значення 310 В до 540 В;

– в момент часу $t = 2$ с відбувається під'єднання активного навантаження у ланку постійного струму величиною 80 Ом (струм 6.7 А), що приблизно відповідає номінальній генеруючій потужності 3.6 кВт для частоти обертання 130 рад/с;

– в момент часу $t = 5.5$ с навантаження від'єднується.

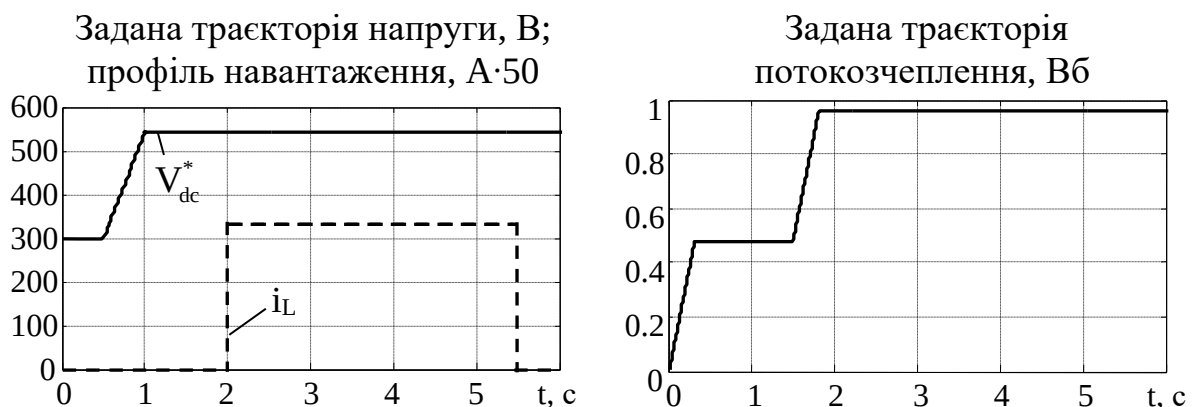


Рисунок 5.19 – Завдання напруги, потокозчеплення та профіль струму навантаження

В умовах експериментальних тестів прийнято наступні значення параметрів налаштування: коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регулятора напруги $k_{v1} = 0.15$, $k_{vi1} = 15$ для НВК, $k_v = 125$, $k_{vi} = k_v^2 / 2$ для РВК, та регуляторів струму $k_i = 600$, $k_{ii} = 125000$.

Результати експериментального тестування при використанні алгоритму РВК представлено на рис. 5.20.

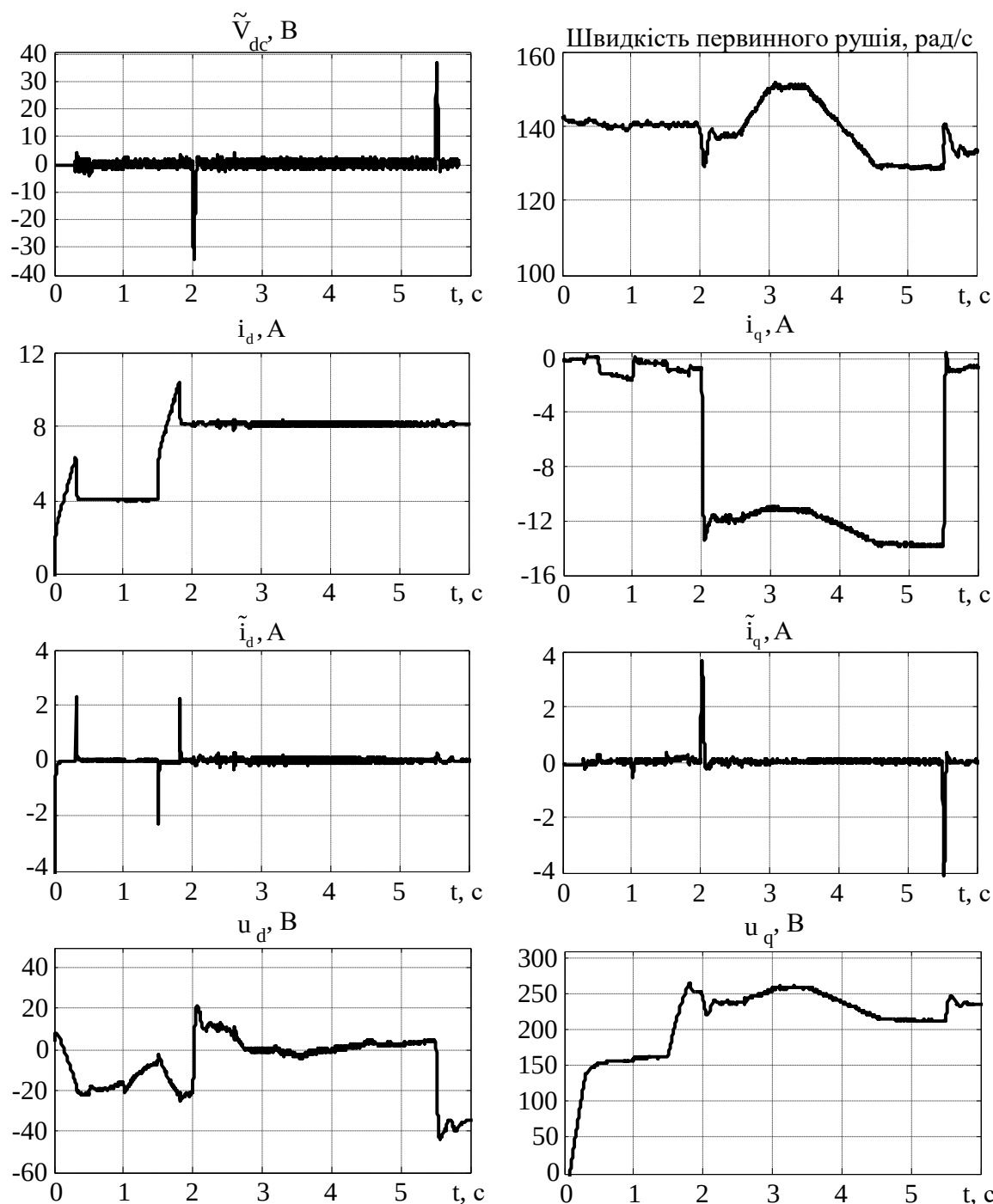


Рисунок 5.20 – Перехідні процеси в системі з алгоритмом РВК за умов зміни швидкості первинного рушія

Перехідні процеси з компенсацією струму навантаження i_L в алгоритмі РВК зображено на рис. 5.21. Завдяки компенсації i_L динамічна похибка в момент часу $t = 2$ с та $t = 5.5$ с зменшується до нехтувано малого рівня, що є співвимірним з рівнем шуму при вимірюванні напруги.

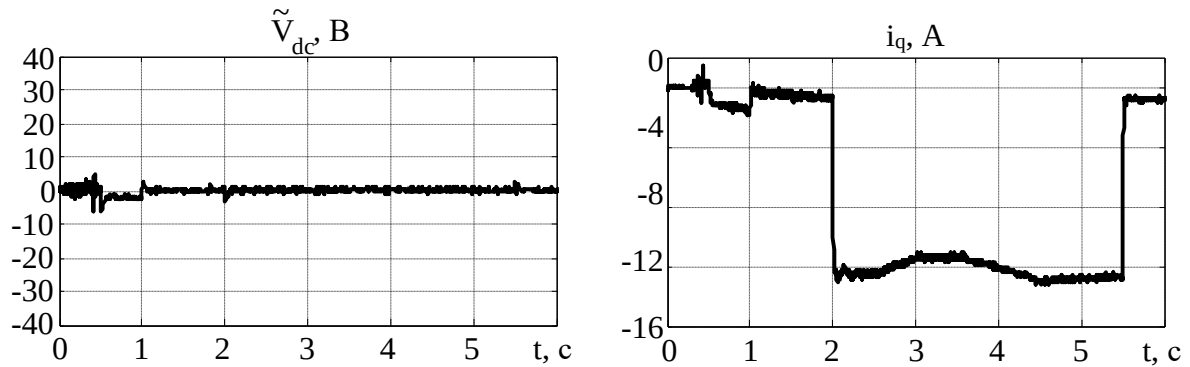


Рисунок 5.21 – Перехідні процеси в системі з алгоритмом РВК та компенсацією навантаження i_L за умов зміни швидкості первинного рушія

Для порівняння динамічної поведінки регулятора напруги алгоритму НВК з алгоритмом РВК при різних постійних кутових швидкостях 140 рад/с та 75 рад/с проведено експериментальне тестування, результати якого представлено на рис. 5.22. Для порівняння динамічних властивостей систем керування НВК та РВК, з РВК було виключено компенсацію струму навантаження i_L . Обидві системи керування були налаштовані таким чином, щоб забезпечити однакові динамічні властивості контура регулювання напруги при кутовій швидкості обертання 140 рад/с.

Під час тестування послідовність тесту була аналогічною попередній окрім навантаження, яке було прийнято величиною 190 Ом (струм 2.8 А), що приблизно відповідає 33% від номінального значення для забезпечення роботи на низькій швидкості. Навантаження під'єднувалося в момент часу $t = 2$ с та від'єднувалося в $t = 2.4$ с.

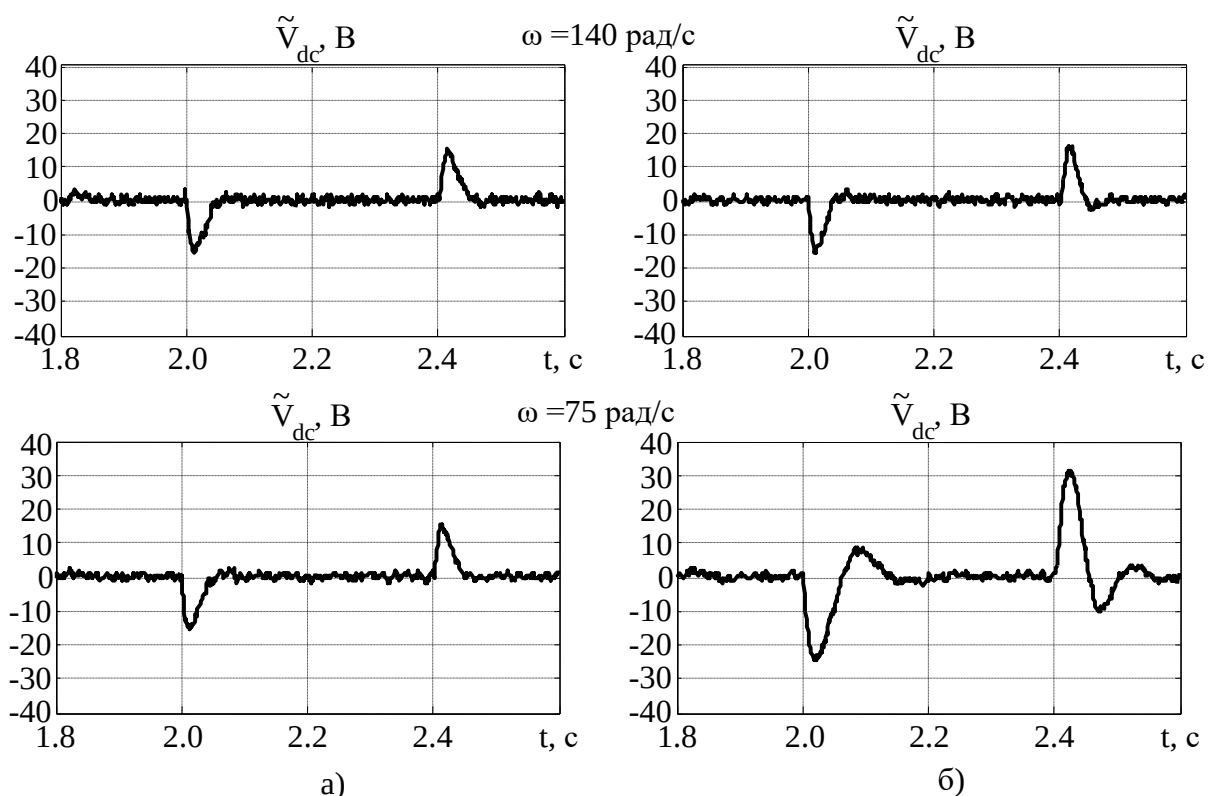


Рисунок 5.22 – Перехідні процеси на швидкостях 75 рад/с та 140 рад/с:

а) алгоритм РВК, б) алгоритм НВК

З динамічних процесів на рис. 5.22 слідує, що обидва алгоритми мають однакову динамічну поведінку, коли система працює з кутовою швидкістю 140 рад/с. Динамічна похибка регулювання напруги при дії алгоритму РВК не залежить від кутової швидкості генератора. В той же час максимальна динамічна похибка регулювання напруги при дії алгоритму НВК на кутовій швидкості 75 рад/с збільшується вдвічі.

Зауважимо, що результати експериментального тестування алгоритмів НВК та РВК для АГ потужністю 5.5 кВт демонструють схожу динамічну поведінку з результатами експериментального тестування для 2.2 кВт.

Висновки до розділу 5

1. Створено експериментальні установки з асинхронними генераторами потужністю 2.2 кВт та 5.5 кВт, які дозволяють виконувати повномасштабні експериментальні дослідження векторно-керованих систем генерування електроенергії на основі асинхронних генераторів.

2. Повномасштабні експериментальні дослідження підтвердили основні теоретичні результати, отримані в розділах 2-4. Результати експериментальних досліджень з достатнім ступенем точності для систем такого рівня складності співпадають з результатами математичного моделювання. В базових режимах роботи різниця не перевищує 5 %.

3. Експериментально підтверджено, що адаптивний спостерігач активного опору ротора має однакову динамічну поведінку як при автономній роботі, так і в адаптивній системі, яка синтезована в розділі 4.

Результати експериментів показують:

- при малих значеннях мертвого часу інвертора або при його коректній компенсації можливо використання заданого значення напруги інвертора замість реального значення прикладеного до генератора;

- ефекти квантування за часом та рівнем, завади у вимірювальних сигналах, неідеальність апаратної частини інвертора приводять до похибок оцінювання, які мають періодичний характер з частотою струму статора, завдяки чому їх середнє значення за період рівне нулю і на точність оцінювання активного опору ротора не впливають;

- адаптивний до варіацій активного опору ротора алгоритм векторного керування забезпечує повну компенсацію збуренню, що виникає в результаті зміни цього параметру, а після закінчення процесів оцінювання активного опору ротора, як динамічна поведінка, так і енергетичні характеристики відповідають випадку, коли параметрами АГ відомі.

4. В умовах тесту з номінальним навантаженням для АГ потужністю 2.2 кВт показники якості регулювання НВК з ПІ-регулятором при значенні активного опору $1.5R_{2n}$ значно погіршуються, а саме: деградують динамічні показники якості регулювання напруги та струму, коефіцієнт корисної дії погіршується до 10%, той же час динамічні та енергетичні показники в системі з алгоритмом РВК стабілізуються на рівні, наближеному до номінального.

5. Результати дослідження алгоритмів для асинхронних генераторів потужністю 2.2 кВт та 5.5 кВт показують схожість динамічних показників систем керування, а також свідчать про можливість створення промислового зразку більшої потужності.

ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ

У дисертаційній роботі отримала подальший розвиток теорія синтезу та аналізу систем векторного полеорієнтованого керування автономними АГ за рахунок розвитку методів синтезу, теоретичного та практичного дослідження нових алгоритмів векторного керування з врахуванням насичення магнітної системи електромеханічного перетворювача, які забезпечують властивості робастності та адаптації до основного параметричного збурення – активного опору ротора, що є суттєвим при створенні електромеханічних систем генерування з високими динамічними властивостями та показниками енергетичної ефективності. Основні наукові та практичні результати роботи полягають у наступному.

1. Розвинуто теорію векторного керування автономними АГ шляхом розробки методів керування, які враховують насичення його магнітної системи, завдяки чому підвищується точність відпрацювання вектора потокозчеплення ротора і, як наслідок, ефективність процесів електромеханічного перетворення енергії.

2. Доведено, що типові структури систем векторного керування з лінійними ПІ-регуляторами струмів і напруги ланки постійного струму, модифіковані для врахування насичення магнітної системи, забезпечують локальну асимптотичну стійкість за умови розділення у часі процесів регулювання напруги і моментоутворюючої компоненти струму. Показано, що необхідний рівень розділення процесів у часі забезпечується за умови, коли підсистема регулювання напруги щонайменше в 2-3 рази більш повільна відносно підсистеми регулювання струму, що досягається за рахунок налаштування регуляторів системи керування АГ відповідно до розробленої методики.

3. Розроблені нові методи лінеаризуючого зворотним зв'язком керування напругою ланки постійного струму, які базуються на основі розв'язку рівняння балансу потужностей електромеханічного перетворення енергії, забезпечують

незалежність процесів керування від кутової швидкості первинного рушія, заданого значення потокозчеплення і гарантують замкненій системі асимптотично лінійні (квазілінійні) рівняння динаміки похибок регулювання напруги з властивістю локальної асимптотичної стійкості. Доведено, що завдяки прямій компенсації струму навантаження забезпечується підвищення динамічної точності стабілізації напруги приблизно на *порядок* у порівнянні з типовими системами, де використовують лінійні ПІ-регулятори.

4. Розроблений метод робастного прямого векторного керування АГ на основі нового спостерігача вектора потокозчеплення ротора зниженого порядку (третього), коригуючі зв'язки якого синтезованого другим методом Ляпунова, забезпечує підсистемі потокозчеплення, на відміну від стандартних рішень, замкненість від'ємним зворотнім зв'язком, що гарантує робастність по відношенню до варіацій активного опору ротора.

5. Адаптивна система векторного керування АГ, синтезована на основі нелінійного принципу розділення з використанням адаптивного до варіацій активного опору ротора спостерігача потокозчеплення, який вперше враховує насичення магнітної системи АГ, забезпечує повну компенсацію негативного впливу варіації активного опору ротора на динамічні та статичні характеристики системи генерування. Адаптивне керування не вимагає інформації про початкові значення активного опору ротора і тому може використовуватися також для його початкової ідентифікації.

6. Створено пакет моделюючих програм, програмне забезпечення для контролера на основі цифрового сигнального процесора TMS320F28335, на якому реалізовано алгоритми векторного керування АГ, а також експериментальні установки потужністю 2.2 кВт та 5.5 кВт, за допомогою яких виконано повномасштабне експериментальне тестування динамічних та статичних характеристик розроблених систем керування АГ. Результати експериментального тестування в значній мірі повторюють результати математичного моделювання, що підтверджує достовірність теоретичних тверджень роботи та їх високу ефективність, яка полягає в стабілізації

показників якості регулювання напруги, потокозчеплення ротора АГ та енергетичних показників.

7. Розроблені методи синтезу дозволили вирішити основні задачі керування модулем вектора потокозчеплення ротора та напругою ланки постійного струму. Вони є строго теоретично обґрунтованими і, на відміну від існуючих, враховують насичення магнітної системи, нехтування яким призводить до хибних результатів при аналізі енергетичних процесів АГ. Методом математичного моделювання та експериментального тестування підтверджено, що розроблені алгоритми забезпечують робастність та адаптацію до змін активного опору ротора. У порівнянні з системами, які використовують алгоритм непрямого векторного керування з ПІ-регулятором, в розроблених системах векторного керування забезпечується покращення динамічних показників якості керування. В умовах змін активного опору ротора в типових системах спостерігається збільшення втрат активної потужності і зниження ККД до 10 %, в той же час, в розроблених системах енергетичні показники стабілізуються на номінальному рівні.

8. Результати виконаних в роботі досліджень впроваджено: в ТОВ «Політехносервіс» (м. Бровари) та в освітній процес у Національному технічному університеті України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського» при викладанні дисциплін «Електромеханічні системи в екологічно чистих технологіях» і «Робастне та адаптивне керування в електромеханічних системах». Подальше впровадження рекомендовано на підприємствах електротехнічного профілю України.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Zeeshan A., Kumar Sinha S. Control of DFIG under unbalanced grid voltage conditions: a literature review. *2016 International Conference on Control, Computing, Communication and Materials (ICCCCM)*. Oct. 2016. P. 1-6.
2. Raja Singh R., Raj Chelliah T., Agarwal P. Power electronics in hydro electric energy systems – a review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*. 2014. Vol. 32. P. 944-959.
3. Li W., Xu D., Zhang W., Ma H. Research on wind turbine emulation based on DC motor. *2007 2nd IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*. May 2007. P. 2589-2593.
4. Suzuki T., Okitsu H., Kawahito T. Characteristics of a small wind-power system with dc generator. *IEE Proceedings B Electric power applications*. 1982. Vol. 129, No. 4. P. 217-220.
5. Görbe P., Magyar A., Hangos K. M. Reduction of power losses with smart grids fueled with renewable sources and applying EV batteries. *Journal of Cleaner Production*. 2012. Vol. 34. P. 125-137.
6. Vandoorn T. L., Meersman B., Degroote L., Renders B., Vandeveldel L. A control strategy for islanded microgrids with DC-link voltage control. *IEEE Transactions on power delivery*. 2011. Vol. 26, No. 2. P. 703-713.
7. Babu N. R., Arulmozhivarman P. Wind energy conversion systems-a technical review. *Journal of engineering science and technology*. 2013. Vol. 8, No. 4. P. 493-507.
8. Wu B., Lang Y., Zargari N., Kouro S. Power conversion and control of wind energy systems. Wiley-IEEE Press, 2011. 480 p.
9. Simões M. G., Farret F. A. Modeling and analysis with induction generators. Boca Raton: CRC Press, 2015. 468 p.
10. Carunaiselvane C., Chelliah T. R. Present trends and future prospects of asynchronous machines in renewable energy systems. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*. 2017. Vol. 74. P. 1028-1041.

11. Feehally T., Apsley J. M. The doubly fed induction machine as an aero generator. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 2015. Vol. 51, No. 4. P. 3462-3471.
12. Pena R., Cardenas R., Asher G. Overview of control systems for the operation of DFIGs in wind energy applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2013. Vol. 60, No. 7. P. 2776-2798.
13. Egea-Alvarez A., Junyent-Ferre A., Bergas-Jané J., Bianchi F. D., Gomis-Bellmunt O. Control of a wind turbine cluster based on squirrel cage induction generators connected to a single VSC power converter. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*. 2014. Vol. 61. P. 523-530.
14. Ajami A., Armaghan M. Fixed speed wind farm operation improvement using current-source converter based UPQC. *Energy Conversion and Management*. 2012. Vol. 58. P. 10-18.
15. Peresada S., Blagodir V., Zhelinskyi M. Output feedback control of stand-alone doubly-fed induction generator. *2016 2nd International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*. 7 Jun. 2016. P. 162-167.
16. Пересада С. М., Благодір В. О., Диннік Т. В., Желінський М. М. Система векторного керування автономним генератором на основі асинхронної машини з фазним ротором. 2014. Вип. 15(91). С. 85-88.
17. Fitzgerald A., Fitzgerald A. E., Kingsley C., Umans S. *Electric Machinery*. McGraw-Hill Companies, Incorporated, 2003. 688 p.
18. Chen Z., Li H. Overview of different wind generator systems and their comparisons. *IET Renewable Power Generation*. 2008. Vol. 2, No. 2. P. 123-138.
19. Mohd Zin A. A. B., Pesaran H.A. M., Khairuddin A. B., Jahanshaloo L., Shariati O. An overview on doubly fed induction generators controls and contributions to wind based electricity generation. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*. 2013. Vol. 27. P. 692-708.
20. Wei M., Chen Z. Fast control strategy for stabilising fixed-speed induction-generator-based wind turbines in an islanded distributed system. *IET Renewable Power Generation*. 2013. Vol. 7, No. 2. P. 144-162.

21. Alnasir Z., Kazerani M. An analytical literature review of stand-alone wind energy conversion systems from generator viewpoint. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*. 2013. Vol. 28. P. 597-615.
22. Dangeam S. A design of single phase induction generator for waterfall-hydro turbine. *Energy Procedia*. 2013. Vol. 34. P. 130-141.
23. Nababan S., Muljadi E., Blaabjerg F. An overview of power topologies for micro-hydro turbines. *2012 3rd IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*. 25 Jun. 2012. P. 737-744.
24. Murthy S. S., Malik O. P., Tandon A. K. Analysis of self-excited induction generators. *Transmission and Distribution IEE Proceedings C - Generation*. 1982. Vol. 129, No. 6. P. 260-265.
25. Пушкар М. В. Самозбудження та регулювання в автономних системах генерації з асинхронними генераторами: автореф. дис. канд. техн. наук / Інституту електродинаміки НАН України. Київ, 2016. 20 с.
26. Jayashri R., Kumudini Devi R. P. Effect of tuned unified power flow controller to mitigate the rotor speed instability of fixed-speed wind turbines. *Renewable Energy*. 2009. Vol. 34, No. 3. P. 591-596.
27. Dusonchet L., Telaretti E. Effects of electrical and mechanical parameters on the transient voltage stability of a fixed speed wind turbine. *Electric Power Systems Research*. 2011. Vol. 81, No. 7. P. 1308-1316.
28. Martins M., Perdana A., Ledesma P., Agneholm E., Carlson O. Validation of fixed speed wind turbine dynamic models with measured data. *Renewable Energy*. 2007. Vol. 32, No. 8. P. 1301-1316.
29. EL-Helw H. M., Tennakoon S. B. Evaluation of the suitability of a fixed speed wind turbine for large scale wind farms considering the new UK grid code. *Renewable Energy*. 2008. Vol. 33, No. 1. P. 1-12.
30. Rahimi M., Parniani M. Dynamic behavior and transient stability analysis of fixed speed wind turbines. *Renewable Energy*. 2009. Vol. 34, No. 12. P. 2613-2624.

31. Haque M. H. Evaluation of power flow solutions with fixed speed wind turbine generating systems. *Energy Conversion and Management*. 2014. Vol. 79. P. 511-518.

32. Saheb-Koussa D., Haddadi M., Belhamel M., koussa M., Noureddine S. Modeling and simulation of windgenerator with fixed speed wind turbine under matlab-simulink. *Evaluation of power flow solutions with fixed speed wind turbine generating systems*. 2012. Vol. 18. P. 701-708.

33. Чечнева В. В. Математическая модель асинхронного генератора с релейным регулятором емкостного тока. *Вісник КДПУ імені Михайла Остроградського*. 2008. Вип. 6. С. 40-44.

34. Плахтина О. Г., Куцик А. С., Копчак Б. Л. Математичне моделювання автономного джерела на базі асинхронного генератора з самозбудженням і тиристорного регулятора напруги. *Вісник національного університету "Львівська політехніка". Електроенергетичні та електромеханічні системи*. 2001. С. 140-146.

35. Мишин В. И., Козырский В. В., Каплун В. В., Кулинич А. Н., Макаревич С. С. Компенсированный асинхронный генератор для автономных систем электроснабжения. *Електротехніка і Електромеханіка*. 2007. Вип. 2. С. 42-47.

36. Родькин Д. И., Ченчевой В. В. Характеристики и режимы асинхронного генератора при глубоком насыщении стали. *Электротехнические и компьютерные системы*. 2014. Вип. 15(91). С. 271-276.

37. Song S.-H., Kang S., Hahm N. Implementation and control of grid connected AC-DC-AC power converter for variable speed wind energy conversion system. *Eighteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2003. APEC '03*. Feb. 2003. Vol. 1. P. 154-158.

38. Simoes M. G., Bose B. K., Spiegel R. J. Design and performance evaluation of a fuzzy-logic-based variable-speed wind generation system. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 1997. Vol. 33, No. 4. P. 956-965.

39. Lyra R. O. C., Silva S. R., Cortizo P. C. Direct and indirect flux control of an isolated induction generator. *Proceedings of 1995 International Conference on Power Electronics and Drive Systems. PEDS 95*. 1995. Vol. 1. P. 140-145.

40. Levi E., Liao Y. W. Rotor flux oriented induction machine as a DC power generator. *Proceedings of 8th European conference on power electronics and applications*. 1999. P. 1-8.

41. Seyoum D., Rahman M. F., Grantham C. Terminal voltage control of a wind turbine driven isolated induction generator using stator oriented field control. *Eighteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC '03)*. 9 Feb. 2003. Vol. 2. P. 846-852.

42. Leidhold R., Garcia G., Valla M. I. Field-oriented controlled induction generator with loss minimization. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2002. Vol. 49, No. 1. P. 147-156.

43. Hazra S., Sensarma P. S. DC bus voltage build up and control in stand-alone wind energy conversion system using direct vector control of SCIM. *Industrial Electronics. Annual Conference of IEEE*. Nov. 2008. P. 2143-2148.

44. Meddouri S., Rastegarpour S., Ferrarini L., Idjdarene K. A nonlinear Lyapunov-based control for an autonomous variable-speed wind turbine. *2017 6th International Conference on Clean Electrical Power (ICCEP)*. Jun. 2017. P. 430-436.

45. Cardenas R., Pena R., Asher G., Clare J. Control strategies for enhanced power smoothing in wind energy systems using a flywheel driven by a vector-controlled induction machine. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2001. Vol. 48, No. 3. P. 625-635.

46. Bašić M., Vukadinović D., Polić M. Fuzzy logic vs. Classical PI voltage controller for a self-excited induction generator. *4th European Conference for the Applied Mathematics and Informatics (AMATHI'13)*. 2013. P. 189-194.

47. Bašić M., Vukadinović D. Online efficiency optimization of a vector controlled self-excited induction generator. *IEEE Transactions on Energy Conversion*. 2016. Vol. 31, No. 1. P. 373-380.

48. Piazza M. C. D., Luna M., Pucci M. Electrical loss minimization technique for wind generators based on a comprehensive dynamic modeling of induction machines. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 2017. Vol. 53, No. 4. P. 3696-3706.

49. Bazzi A. M., Krein P. T. Review of methods for real-time loss minimization in induction machines. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 2010. Vol. 46, No. 6. P. 2319-2328.

50. Мазуренко Л. І., Романенко В. І., Джура О. В. Технічна реалізація й експериментальні дослідження асинхронного генератора з вентильним збудженням та векторним керуванням. *Технічна електродинаміка. Електромеханічні і енергозберігаючі системи*. 2015. Вип. 4. С. 34-40.

51. Мазуренко Л. І., Романенко В. І. Асинхронний генератор з вентильним збудженням як джерело живлення зварювальної дуги. *Технічна електродинаміка*. 2010. Вип. 6. С. 35-39.

52. Мазуренко Л. І., Джура О. В. Асинхронні генератори автономних зварювальних комплексів. Розвиток теорії та дослідження. *Інститут електродинаміки НАН України. Технічна електродинаміка*. 2011. Вип. 6. С. 24-30.

53. Мазуренко Л. І., Романенко В. І., Джура О. В. Дослідження статичних характеристик автономного асинхронного зварювального генератора з вентильним збудженням по Г-подібній схемі заміщення. *Технічна електродинаміка*. 2012. Вип. 2. С. 75-76.

54. Мазуренко Л. І., Джура О. В., Диннік Л. М., Білик О. А. Математична модель асинхронних генераторів з вентильним збудженням автономної енергосистеми постійного струму. *Технічна електродинаміка. Електромеханічні і енергозберігаючі системи*. 2013. Вип. 2. С. 321-326.

55. Мазуренко Л. І., Романенко В. І. Математична модель асинхронного генератора з вентильним збудженням з використанням методу припасовування. *Технічна електродинаміка*. 2010. Вип. 4. С. 19-24.

56. Мазуренко Л. І., Лесник В. А., Джура О. В., Дынник Л. Н. Моделирование и анализ трехфазного асинхронного генератора с вентильно-емкостным возбуждением и амплитудно-фазовым регулированием реактивного тока. *Вісник КрНУ імені Михайла Остроградського*. 2006. Вип. Частина 1, Вип. 3/2006(39). С. 116-119.

57. Мазуренко Л. И., Джура О. В., Романенко В. И. Моделирование автономной энергосистемы постоянного тока с асинхронными генераторами. *Вісник НТУ «ХПИ»*. 2014. Вип. 38(1081).

58. Джура О. В. Модифікований векторний алгоритм керування автономним асинхронним генератором. *Вісник КрНУ імені Михайла Остроградського*. 2014. Вип. 4(87). С. 15-19.

59. Мазуренко Л. И., Лищенко А. И. Асинхронные генераторы с вентильным и вентильно-емкостным возбуждением для автономных энергоустановок / Випуск. НАН Украины, Ин-т электродинамики. К: Наукова думка, 2011. 271 с.

60. Mesemanolis A., Mademlis C., Kioskeridis I. High-efficiency control for a wind energy conversion system with induction generator. *IEEE Transactions on Energy Conversion*. 2012. Vol. 27, No. 4. P. 958-967.

61. Baloch M. H., Wang J., Kaloi G. S. A review of the state of the art control techniques for wind energy conversion system. *International Journal of Renewable Energy Research (IJRER)*. 2016. Vol. 6, No. 4. P. 1276-1295.

62. Nguyen H. M., Naidu D. S. Encyclopedia of control systems, robotics, and automation. Evolution of wind turbine control systems. Oxford, UK, 2016.

63. Benchagra M., Hilal M., Errami Y., Maaroufi M. Modeling and control of SCIG based variable-speed with power factor control. *International review of modelling and simulations*. 2011. Vol. 4, No. 3. P. 1-5.

64. Benchagra M., Errami Y., Hilal M., Maaroufi M., Cherkaoui M., Ouassaid M. New control strategy for inductin generator-wind turbine connected grid. 2012 *International Conference on Multimedia Computing and Systems*. May 2012. P. 1043-1048.

65. Benchagra M., Maaroufi M., Ouassaid M. Nonlinear MPPT control of squirrel cage induction generator-wind turbine. *Journal of theoretical and applied information technology*. 2012. Vol. 25, No. 1. P. 26-32.
66. Benchagra M., Maaroufi M., Ouassaid M. A performance comparison of linear and nonlinear control of a SCIG-wind farm connecting to a distribution network. *Turkish journal of electrical engineering & computer sciences*. 2014. Vol. 22. P. 1-11.
67. Baloch M. H., Wang J., Kaloi G. S. Stability and nonlinear controller analysis of wind energy conversion system with random wind speed. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*. 2016. Vol. 79. P. 75-83.
68. Hassan A. Nonlinear control of variable wind speed conversion system based on a squirrel cage induction generator (SCIG). *American Journal of Engineering and Applied Sciences*. 2015. Vol. 8, No. 2. P. 275-284.
69. Zhao H., Wu Q., Rasmussen C. N., Blanke M. Adaptive speed control of a small wind energy conversion system for maximum power point tracking. *IEEE Transactions on Energy Conversion*. 2014. Vol. 29, No. 3. P. 576-584.
70. Heydari-doostabad H., Khalghani M. R., Khooban M. H. A novel control system design to improve LVRT capability of fixed speed wind turbines using STATCOM in presence of voltage fault. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*. 2016. Vol. 77. P. 280-286.
71. DomíNquez-García J. L., Gomis-Bellmunt O., Trilla-Romero L., Junyent-Ferré A. Indirect vector control of a squirrel cage induction generator wind turbine. *Comput. Math. Appl.* 2012. Vol. 64, No. 2. P. 102-114.
72. Amimeur H., Aouzellag D., Abdessemed R., Ghedamsi K. Sliding mode control of a dual-stator induction generator for wind energy conversion systems. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*. 2012. Vol. 42, No. 1. P. 60-70.
73. Mi Y., Bao X., Yang Y., Zhang H., Wang P. The sliding mode pitch angle controller design for squirrel-cage induction generator wind power generation

system. *Proceedings of the 33rd Chinese Control Conference*. Jul. 2014. P. 8113-8117.

74. Beltran B., Ahmed-Ali T., Benbouzid M. High-order sliding-mode control of variable-speed wind turbines. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2009. Vol. 56, No. 9. P. 3314-3321.

75. Duong M. Q., Grimaccia F., Leva S., Mussetta M., Ogliari E. Pitch angle control using hybrid controller for all operating regions of SCIG wind turbine system. *Renewable Energy*. 2014. Vol. 70. P. 197-203.

76. Duong M., Grimaccia F., Leva S., Mussetta M., Le K. Improving transient stability in a grid-connected squirrel-cage induction generator wind turbine system using a fuzzy logic controller. *Energies*. 2015. Vol. 8, No. 7. P. 6328-6349.

77. Приймак Б. І. Оптимізація векторно-керованого асинхронного генератора за високих швидкостей ротора. *Вісник Вінницького політехнічного інституту*. 2014. Вип. 2. С. 74-77.

78. Wang P., Wang H., Cai X., Han Z. Passivity-based robust controller design for a variable speed wind energy conversion system. *Turkish journal of electrical engineering & computer sciences*. 2016. Vol. 24. P. 558-570.

79. Peresada S., Kovbasa S., Korol S., Pechenik N., Zhelinskyi N. Indirect field oriented output feedback linearized control of induction generator. *2016 2nd International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*. 7 Jun. 2016. P. 187-191.

80. Krishnan R., Doran F. C. Study of parameter sensitivity in high-performance inverter-fed induction motor drive systems. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 1987. Vol. IA-23, No. 4. P. 623-635.

81. Krstic M., Kokotovic P. V., Kanellakopoulos I. Nonlinear and adaptive control design. New York: John Wiley & Sons, Inc., 1995. 576 p.

82. Marino R., Tomei P. Nonlinear control design: geometric, adaptive and robust. New Jersey, Englewood Cliffs: Prentice Hall, 1995. 396 p.

83. Sepulchre R., Jankovic M., Kokotovic P. V. Constructive nonlinear control. Berlin: Springer, 1997. 313 p.

84. Khalil H. K., Strangas E. G. Robust speed control of induction motors using position and current measurements. *IEEE Transactions on Automatic Control*. 1996. Vol. 41, No. 8. P. 1216-1220.

85. Peresada S., Tonielli A. Exponentially stable output feedback control of induction motor. *Proc. of the IFAC Nonlinear Control Systems Design (NOLCOS'98)*. Jul. 1998. P. 699-704.

86. Пересада С. М. Экспоненциальное решение задачи управления АД с косвенной ориентацией по вектору потокосцепления ротора. *Труды научно-технической конференции «Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика»*. 1997. С. 59-63.

87. Peresada S., Tonielli A., Tilli A. Indirect field-oriented control of induction motor: new design leads to improved performance and efficiency. *Proc. Annual Conf. of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON'98)*. Sep. 1998. P. 1609-1614.

88. Peresada S., Tonielli A. High-performance robust speed-flux tracking controller for induction motor. *Int. J. Adapt. Control Signal Process.* 2000. Vol. 14. P. 177-200.

89. Пересада С. М. Робастное векторное управление асинхронным электроприводом. *Вестник ХГПУ. Спец. выпуск. Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика*. 1998. С. 115-120.

90. Пересада С. М. Метод синтеза линеаризуемых обратной связью нелинейных САУ по измеряемому выходу. *Вестник Харьковского государственного политехнического университета*. 1998. С. 28-31.

91. Marino R., Peresada S., Valigi P. Adaptive input-output linearizing control of induction motors. *IEEE Transactions on Automatic Control*. 1993. Vol. 38, No. 2. P. 208-221.

92. Kim D., Ha I.-J., Ko M.-S. Control of induction motors via feedback linearization with input-output decoupling. *International Journal of Control*. 1990. Vol. 51, No. 4. P. 863-883.

93. Peresada S., Tilli A., Tonielli A. Theoretical and experimental comparison of indirect field-oriented controllers for induction motors. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2003. Vol. 18, No. 1. P. 151-163.

94. Verghese G. C., Sanders S. R. Observers for flux estimation in induction machines. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 1988. Vol. 35, No. 1. P. 85-94.

95. Hori Y., Cotter V., Kaya Y. A novel induction machine flux observer and its application to a high performance AC drive system. *IFAC Proceedings Volumes*. 1987. Vol. 20, Nos. 5, Part 3. P. 363-368.

96. Hori Y., Umeno T. Robust flux observer based field orientation (FOFO) controller: its theoretical development on the complex number system and implementation using DSP. *IFAC Congress on Automatic Control*. 1990. Vol. 23, Nos. 8, Part 4. P. 499-504.

97. Roboam X., Andrieux C., Fornel B. de, Hapiot J. C. Rotor flux observation and control in squirrel-cage induction motor: reliability with respect to parameters variations. *IEE Proceedings D - Control Theory and Applications*. 1992. Vol. 139, No. 4. P. 363-370.

98. Ковбаса С. М. Система векторного керування асинхронним двигуном з властивостями грубості до варіацій активного опору ротора: дис. канд. техн. наук : 05.09.03 / Інститут електродинаміки НАН України. Київ, 2004. 236 с.

99. Marino R., Peresada S., Tomei P. Exponentially convergent rotor resistance estimation for induction motors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 1995. Vol. 42, No. 5. P. 508-515.

100. Jansen P. L., Lorenz R. D. A physically insightful approach to the design and accuracy assessment of flux observers for field oriented induction machine drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 1994. Vol. 30, No. 1. P. 101-110.

101. Jansen P. L., Lorenz R. D., Novotny D. W. Observer-based direct field orientation: analysis and comparison of alternative methods. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 1994. Vol. 30, No. 4. P. 945-953.

102. Hinkkanen M., Luomi J. Parameter sensitivity of full-order flux observers for induction motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 2003. Vol. 39, No. 4. P. 1127-1135.

103. Krishnan R., Bharadwaj A. S. A review of parameter sensitivity and adaptation in indirect vector controlled induction motor drive systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 1991. Vol. 6, No. 4. P. 695-703.

104. Попович Н. Г., Пересада С. М., Ковбаса С. Н., Король С. В. Энергетически эффективные алгоритмы управления асинхронными двигателями электромеханических систем. *Вестник Харьковского государственного политехнического университета*. 2000. Вип. 113. С. 25-29.

105. Попович Н. Г., Пересада С. М., Ковбаса С. Н. Сравнительное тестирование алгоритмов векторного управления асинхронным двигателем. *Вестник Национального технического университета «ХПИ»*. 2001. Вип. 10. С. 26-31.

106. Luenberger D. An introduction to observers. *IEEE Transactions on Automatic Control*. 1971. Vol. 16, No. 6. P. 596-602.

107. Schreier G., DeLeon J., Glumineau A., Boisliveau R. Cascade nonlinear observers: application to an experimental induction motor benchmark. *IEE Proceedings - Control Theory and Applications*. 2001. Vol. 148, No. 6. P. 509-515.

108. Peresada S., Tonielli A., Kovbasa S., Tilli A. Passivity-based design of the flux observers for induction motors. *Технічна електродинаміка. Тематичний випуск „Проблеми сучасної електротехніки”*. 2000. Вип. 6. С. 29-33.

109. Уткин В. И. Скользящие режимы в задачах оптимизации и управления. М.: Наука, 1981. 368 с.

110. Young K. D., Utkin V. I., Ozguner U. A control engineer's guide to sliding mode control. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*. 1999. Vol. 7, No. 3. P. 328-342.

111. Utkin V. I. Sliding mode control design principles and applications to electric drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 1993. Vol. 40, No. 1. P. 23-36.

112. Sabanovic A., Utkin V. I. Sliding mode applications in switching controllers and motion control: Tutorial. *Proc. Annual Conf. of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON'94)*. Sep. 1994.

113. Zhang Yan, Utkin V. Sliding mode observers for electric machines: an overview. *IEEE 2002 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society (IECON)*. Nov. 2002. Vol. 3. P. 1842-1847.

114. Пересада С. М., Трандафілов В. М., Желинский Н. Н. Общетеоретическое решение задачи инвариантного к вариациям активного сопротивления ротора прямого векторного управления угловой скоростью и потоком асинхронных двигателей. *Проблеми енергоресурсозбереження в електротехнічних системах. Наука, освіта і практика*. 2016. С. 19-21.

115. Пересада С. М., Трандафилов В. Н. Метод синтеза инвариантных к вариациям активного сопротивления ротора алгоритмов прямого векторного управления асинхронным двигателем. *Вестник Нац. техн. ун-та «ХПИ» : сб. науч. тр. Темат. вып. : Проблемы автоматизированного электропривода*. 2013. Вип. 36(1009). С. 59-63.

116. Пересада С. М., Трандафілов В. М., Желінський М. М. Інваріантність до варіацій активного опору ротора в системах векторного керування асинхронними двигунами. *Вісник Вінницького політехнічного інституту*. 2016. Вип. 2. С. 45-51.

117. Vas P. Artificial-intelligence-based electrical machines and drives: application of fuzzy, neural, fuzzy-neural, and genetic-algorithm-based techniques. Oxford ; New York: Oxford University Press, 1999. 625 p.

118. Сметна І. В., Лозинський А. О. Застосування штучних нейронних мереж для підвищення точності ідентифікації поточкозчеплення в системах електроприводу з векторним керуванням. *Міжв. наук.-техн. збірник "Електромашинобудування та електрообладнання"*. 2004. Вип. 63. С. 7-16.

119. Пересада С. М., Ковбаса С. Н., Бовкунович В. С. Грубое векторное управление моментом и потоком асинхронного двигателя. *Технічна електродинаміка*. 2010. Вип. 1. С. 60-66.

120. Пересада С. М., Бовкунович В. С. Робастність алгоритмів непрямого векторного керування асинхронними двигунами до варіацій активного опору ротора. *Наукові праці ДонНТУ*. 2011. Вип. 11(186). С. 296-300.

121. Бовкунович В. С. Косвенное векторное управление асинхронными двигателями со свойствами робастности и адаптации к изменениям активного сопротивления ротора: дис. канд. техн. наук : 05.09.03 / НТУУ «КПІ». Київ, 2013. 244 с.

122. Борцов Ю. А., Поляхов Н. Д., Путов В. В. Электромеханические системы с адаптивным и модальным управлением. Л.: Энергоатомиздат, 1984. 216 с.

123. Цыпкин Я. З. Релейные автоматические системы. М.: Наука, 1974. 576 с.

124. Landau Y. D. Adaptive control: the model reference approach. New York: CRC Press, 1979. 432 p.

125. Ioannou P., Sun J. Robust adaptive control. New Jersey: Prentice Hall, 1996. 823 p.

126. Александров А. Г. Оптимальные и адаптивные системы: учеб. пос. для вузов. М.: Высшая школа, 1989. 263 с.

127. Landau I. D., Lozano R., M'Saad M. Adaptive control. Berlin, Heidelberg: Springer-Verlag, 2001. 575 p.

128. Fradkov A. L., Miroshnik I. V., Nikiforov V. O. Nonlinear and adaptive control of complex systems : Mathematics and Its Applications. Springer Netherlands, 1999. 510 p.

129. Narendra K. S., Annaswamy A. M. Stable adaptive systems. New Jersey, Englewood Cliffs: Prentice Hall, 1989. 496 p.

130. Marino R., Peresada S., Tomei P. Nonlinear adaptive control of permanent magnet step motors. *Automatica*. 1995. Vol. 31, No. 11. P. 1595-1604.

131. Marino R., Peresada S., Tomei P. Global adaptive output feedback control of induction motors with uncertain rotor resistance. *IEEE Transactions on Automatic Control*. 1999. Vol. 44, No. 5. P. 967-983.

132. Garces L. J. Parameter adaption for the speed-controlled static AC drive with a squirrel-cage induction motor. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 1980. Vol. IA-16, No. 2. P. 173-178.

133. Kubota H., Matsuse K. Adaptive flux observer of induction motor and its stability. *Electrical Engineering in Japan*. 1991. Vol. 111, No. 6. P. 97-104.

134. Kubota H., Matsuse K., Nakano T. New adaptive flux observer of induction motor for wide speed range motor drives. *16th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society (IECON '90)*. Nov. 1990. P. 921-926.

135. Marino R., Peresada S., Tomei P. Output feedback control of current-fed induction motors with unknown rotor resistance. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*. 1996. Vol. 4, No. 4. P. 336-347.

136. Marino R., Peresada S., Tomei P. Adaptive observer-based control of induction motors with unknown rotor resistance. *Proc. 33rd IEEE Conf. On Decision and Control*. 1994. P. 696-697.

137. Marino R., Peresada S., Tomei P. On-line rotor resistance estimation for induction motors. *Proc. of 20th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics (IECON'94)*. 5 Sep. 1994. Vol. 3. P. 2137-2142.

138. Wang K., Chiasson J., Bodson M., Tolbert L. M. An online rotor time constant estimator for the induction machine. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*. 2007. Vol. 15, No. 2. P. 339-348.

139. Hu J., Dawson D. M. Adaptive control of induction motor systems despite rotor resistance uncertainty. *Automatica*. 1996. Vol. 32, No. 8. P. 1127-1143.

140. Marino R., Tomei P., Verrelli C. M. Adaptive control for speed-sensorless induction motors with uncertain load torque and rotor resistance. *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*. 2005. Vol. 19, No. 9. P. 661-685.

141. Peresada S., Tilli A., Tonielli A. Theoretical and experimental comparison of indirect field-oriented controllers for induction motors. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2003. Vol. 18, No. 1. P. 151-163.

142. Bozhko S., Peresada S., Kovbasa S., Zhelinskyi M. Robust Indirect Field Oriented Control of Induction Generator. *International Conference on Electrical*

Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles and the International Transportation Electrification Conference (ESARS ITEC 2016). 2016.

143. Leonhard W. Control of electrical drives. Berlin: Springer-Verlag, 2001. 484 p.

144. Sauer P. W. Constraints on saturation modeling in AC machines. *IEEE Transactions on Energy Conversion*. 1992. Vol. 7, No. 1. P. 161-167.

145. Donescu V., Charette A., Yao Z., Rajagopalan V. Modeling and simulation of saturated induction motors in phase quantities. *IEEE Transactions on Energy Conversion*. 1999. Vol. 14, No. 3. P. 386-393.

146. Novotnak R. T., Chiasson J., Bodson M. High performance motion control of an induction motor with magnetic saturation. *IEEE Trans. on Control System Technology*. 1999. Vol. 7, No. 3. P. 315-327.

147. Попович Н. Г., Пересада С. М., Коломиец Д. Н. Исследование процессов векторного управления асинхронной машиной с учетом насыщения магнитной цепи. *Вестник Харьковского государственного политехнического университета*. 1998. С. 125-127.

148. Попович М. Г., Пересада С. М., Коломієць Д. М. Вплив насичення магнітного кола асинхронної машини на процеси векторного керування при зміні активного опору ротора. *Наукові вісті НТУ України «КПІ». Енергетика та енергозбереження*. 1999. Вип. 3. С. 13-16.

149. Dawson D. M., Hu J., Burg T. C. Nonlinear control of electric machinery. New York, USA: Marcel Dekker, Inc., 1998. 437 p.

150. Georges D., Wit C., Ramirez J. Nonlinear H_2 and H_∞ optimal controllers for current-fed induction motors. *IEEE Transactions on Automatic Control*. 1999. Vol. 44, No. 7. P. 1430-1435.

151. Peresada S., Zhelinskyi M., Kovbasa S., Korol S. Indirect field oriented control of the saturated induction generators with linear PI regulators. *2019 IEEE 6th International Conference on Energy Smart Systems (ESS)*. 17 Apr. 2019. P. 138-143.

152. Levi E. A unified approach to main flux saturation modelling in d-q axis models of induction machines. *IEEE Transactions on Energy Conversion*. 1995. Vol. 10, No. 3. P. 455-461.

153. Levi E. Impact of cross-saturation on accuracy of saturated induction machine models. *IEEE Transactions on Energy Conversion*. 1997. Vol. 12, No. 3. P. 211-216.

154. Levi E. Magnetic saturation in rotor-flux-oriented induction motor drives: operating regimes, consequences and open-loop compensation. *ETEP*. 1994. Vol. 4, No. 4. P. 277-286.

155. Freeman R. A., Kokotović P. V. Robust nonlinear control design: state-space and Lyapunov techniques. Robust nonlinear control design. Boston: Birkhäuser, 1996. 272 с.

156. Kokotović P. V., Khalil H. K., O'Reilly J. Singular perturbation methods in control: analysis and design. London, Orlando: Academic Press, 1986.

157. Bozhko S., Peresada S., Kovbasa S., Zhelinskyi M. Robust indirect field oriented control of induction generator. *2016 International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles International Transportation Electrification Conference (ESARS-ITEC)*. 2 Nov. 2016. P. 1-6.

158. Пересада С. М., Ковбаса С. М., Бовкунович В. С. Порівняльне експериментальне тестування алгоритмів непрямого векторного керування моментом асинхронного двигуна. *Технічна електродинаміка*. 2010. Вип. 2. С. 33-40.

159. Пересада С. М., Ковбаса С. М., Болотников В. С., Бовкунович В. С. Заснований на принципі пасивності алгоритм відпрацювання моменту-потoku при непрякій орієнтації за вектором потокозчеплення статора. *Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету імені Михайла Остроградського*. 2007. Вип. 3(44)/2007. С. 35-39.

160. Пересада С. М., Ковбаса С. М., Бовкунович В. С. Грубе векторне керування моментом і потоком асинхронного двигуна: теорія і експериментальне тестування. *Тематичний випуск "Проблеми*

автоматизованого електроприводу. *Теорія і практика*” науково-технічного журналу «Електроінформ». 2009. С. 69-73.

161. Пересада С. М. Обобщенная теория косвенного векторного управления асинхронным электродвигателем. Часть I. Проблема векторного управления в асинхронном электроприводе: краткий обзор и формулировка проблемы. *Технічна електродинаміка*. 1999. Вип. 3. С. 27-32.

162. Пересада С. М. Обобщенная теория косвенного векторного управления асинхронным двигателем. Часть II. Синтез алгоритма отработки модуля потока и угловой скорости. *Технічна електродинаміка*. 1999. Вип. 4. С. 26-31.

163. Peresada S., Tilli A., Tonielli A. New passivity-based speed-flux tracking controllers for induction motor. *26th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*. 2000. Vol. 2. P. 1099-1104.

164. Пересада С. М. Нелінійне та адаптивне керування в електромеханічних системах з векторно-керованими електродвигунами: дис. д-ра техн. наук: 05.09.03 / НАН України, Інститут електродинаміки. Київ, 2007. 560 с.

165. Приступа Д. Л. Ідентифікація електричних параметрів асинхронних двигунів при самоналаштуванні векторно-керованих електроприводів: дис. канд. техн. наук : 05.09.03 / НТУУ «КПІ». Київ, 2016.

166. Пересада С. М., Бовкунович В. С., Ковбаса С. Н. Адаптивный наблюдатель Матсусе: новый синтез, гарантирующий асимптотичность оценивания вектора потокосцепления и активного сопротивления ротора асинхронного двигателя. *Техническая електродинаміка*. 2010. Вип. 3. С. 28-32.

167. Peresada S., Kovbasa S., Korol S., Zhelinskyi N. Feedback linearizing field-oriented control of induction generator: theory and experiments. *Технічна електродинаміка*. 2017. No. 2. P. 48-56.

168. Пересада С. М., Ковбаса С. М., Желінський М. М. Експериментальне тестування системи робастного векторного керування асинхронним

генератором. *Вісник Вінницького політехнічного інституту*. 2018. Вип. 3(138). С. 62-68.

169. Peresada S., Kovbasa S., Zhelinskyi M., Duchenko A. Speed sensorless direct field oriented control of induction generator. *2017 IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*. 29 Jun. 2017. P. 548-553.

170. TMS320F28335 delfino microcontroller. URL: <http://www.ti.com/product/TMS320F28335>.

171. Bozhko S., Dymko S., Kovbasa S., Peresada S. M. Maximum torque-per-amp control for traction IM drives: theory and experimental results. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 2017. Vol. 53, No. 1. P. 181-193.

ДОДАТОК А

ПАРАМЕТРИ ДОСЛІДЖУВАНИХ У РОБОТІ МАШИН

Паспортні дані пари асинхронних машин потужністю 2.2 кВт представлено в табл. А.1, давача швидкості в А.2.

Таблиця А.1 – Паспортні дані АД та АГ потужністю 2.2 кВт

Найменування	Значення
Номінальна потужність P_n , кВт	2.2
Номінальна частота напруги статора f_n , Гц	50
Номінальна швидкість ω , рад/с	146,7
Номінальний момент M_n , Нм	14.9
Номінальний струм I_n , А	5.0
Активний опір обмотки статора R_1 , Ом	3.5
Активний опір обмотки ротора R_2 , Ом	2.1
Індуктивність обмотки статора L_1 , Гн	0.2655
Індуктивність обмотки ротора L_2 , Гн	0.2655
Індуктивність намагнічуючого контура L_m , Гн	0.2582
Число пар полюсів p_n	2

Таблиця А.2 – Технічні характеристики давача швидкості для установки потужністю 2.2 кВт

Тип	E40S6-1024-6-L-5
Роздільна здатність, імпл. /об	1024
Вихід	Linedriver
Діаметр корпусу, мм	40
Діаметр вала, мм	6
Номінальна напруга живлення, В	5

Графічне зображення кривої намагнічування для АГ потужністю 2.2 кВт представлено на рис. А.1.

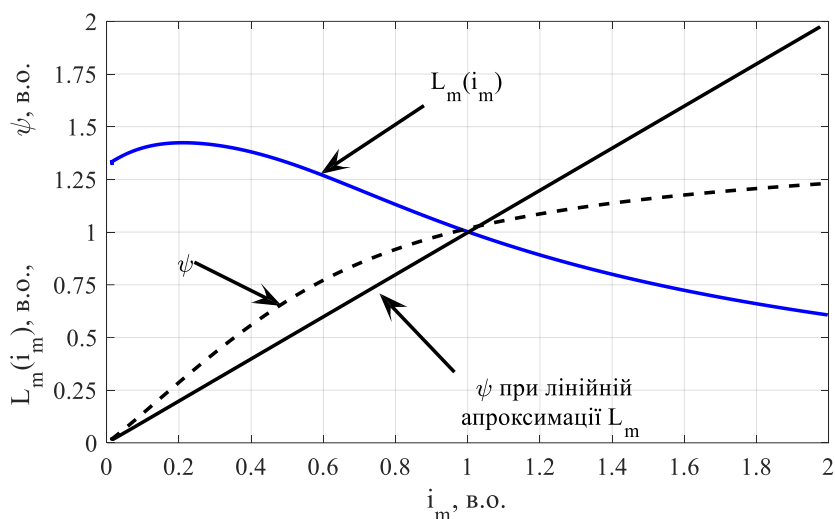


Рисунок А.1 – Крива намагнічування для генератора потужністю 2.2 кВт
 Поліном кривої намагнічування:

$$L_m = k_5 \psi_m^5 + k_4 \psi_m^4 + k_3 \psi_m^3 + k_2 \psi_m^2 + k_1 \psi_m^1 + k_0 \psi_m^0$$

$$\begin{aligned} k_5 &= 0.2251; & k_2 &= -0.69352; \\ k_4 &= -0.82662; & k_1 &= 0.22967; \\ k_3 &= 0.97641; & k_0 &= 0.33214. \end{aligned}$$

Паспортні дані пари електричних машин потужністю 4.6 кВт та 5.5 кВт представлено в табл. А.3 та А.4, давачів швидкості в табл. А.5.

Таблиця А.3 – Параметри первинного рушія (машини постійного струму)

Найменування	Значення
Тип	ПН-68
Номінальна потужність, кВт	4,6
Номінальна швидкість, об/хв	1450
Номінальна напруга, В	230
Номінальний струм, А	20
Активний опір якоря, Ом	3.11
Індуктивність якоря, Гн	0.1108
Коефіцієнт проти-ЕРС, Вб	1.842

Таблиця А.4 – Параметри асинхронного генератора потужністю 5.5 кВт

Найменування	Значення
Тип	АИР112М4У2
Номінальна потужність, кВт	5.5
Номінальна швидкість, об/хв	1430
Номінальна напруга, В	220/380
Номінальна частота напруги, Гц	50
Номінальний струм, А	19,7/11,4
Коефіцієнт корисної дії	0,84
Номінальний момент, Нм	37
Активний опір обмотки статора R_1 , Ом	0.94
Активний опір обмотки ротора R_2 , Ом	0.646
Індуктивність обмотки статора L_1 , Гн	0.1236
Індуктивність обмотки ротора L_2 , Гн	0.1236
Індуктивність намагнічуючого контура L_m , Гн	0.118
Число пар полюсів p_n	2

Таблиця А.5 – Технічні характеристики давачів швидкості для установки потужністю 5.5 кВт.

Тахогенератор	
Тип	ТМГ-30П
Номінальна напруга	230 В
Номінальна потужність	20 Вт
Номінальна швидкість	4000 об/хв.
Енкодер	
Тип	E40S6-2500-6-L-5 Autonics
Роздільна здатність	2500 імп. /об.
Вихід	Linedriver
Номінальна напруга живлення	5 В

Графічне зображення кривої намагнічування для АГ потужністю 5.5 кВт представлено на рис. А.2.

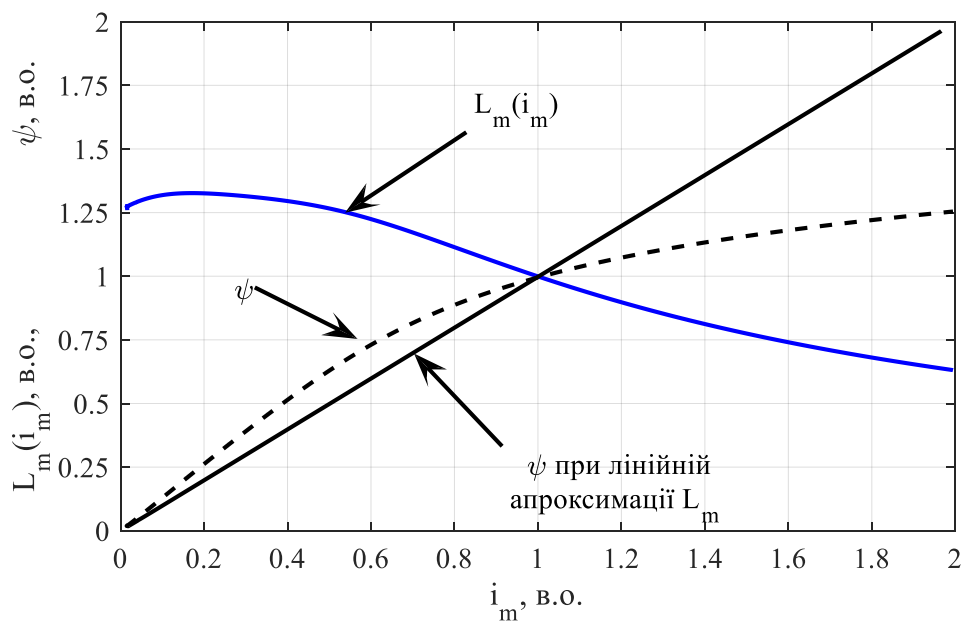


Рисунок А.2 – Крива намагнічування для генератора потужністю 5.5 кВт
Поліном кривої намагнічування:

$$L_m = k_5 \psi_m^5 + k_4 \psi_m^4 + k_3 \psi_m^3 + k_2 \psi_m^2 + k_1 \psi_m^1 + k_0 \psi_m^0$$

$k_5 = 0.24966;$	$k_2 = -0.42121;$
$k_4 = -0.77686;$	$k_1 = 0.096721;$
$k_3 = 0.8142;$	$k_0 = 0.14824.$

ДОДАТОК Б

РОЗРАХУНОК ДОПУСТИМИХ ЗНАЧЕНЬ КЕРУЮЧИХ КООРДИНАТ

Для запуску системи генерування з полеорієнтованим автономним АГ необхідно щоб виконувався баланс потужностей в системі, тобто вхідна механічна потужність на валу генератора урівноважується вихідною електричною потужністю в ланці постійного струму, виходячи з припущення про ідеальність напівпровідникового перетворювача. Визначення значень вхідної кутової швидкості генератора та початкової напруги в ланці постійного струму є критичними, так як збудження генератора може відбуватися, коли вал генератора вже обертається.

Послідовність операцій керування для запуску системи генерування подібна системі векторно-керованого асинхронного електроприводу. В системі електроприводу вхідна змінна напруга перетворюється в постійну за допомогою випрямляча та запасається в ємності ланки постійного струму. Після встановлення номінального значення напруги в ланці постійного струму спочатку виконують збудження АД, а вже потім формують завдання на відпрацювання кутового положення, швидкості чи моменту. У системі генерування з АГ подібна послідовність, але для збудження АГ необхідна початкова напруга в ланці постійного струму, яка буде залежати від того чи збуджується генератор на швидкості, чи знаходиться в нерухомому стані. Коли ротор нерухомий, генератор не може виконувати перетворення енергії.

Отже, для збудження АГ, ротор якого обертається з деякою кутовою швидкістю, необхідна початкова величина напруги в ланці постійного струму, з якої будуть сформовані керуючі напруги по осях d та q . Величина початкової напруги в ланці залежить від заданого потокозчеплення та швидкості обертання валу. Запишемо співвідношення між напругою в ланці постійного струму та модулем вихідної напруги статорних обмоток АГ

$$V_{dc} = \sqrt{3} \sqrt{u_d^2 + u_q^2}. \quad (\text{Б.1})$$

Напруги по осях d та q після завершення процесів регулювання струмів $(\tilde{i}_d, \tilde{i}_q) = 0$ та асимптотичного полеорієнтування $(\tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q) = 0$ з (2.50) та (2.5), вважаючи, що $i_d^* = \psi^* / L_m(i_m)$, а $i_q^* = 0$, матимуть вигляд

$$\begin{aligned} u_d &= R_1 \psi^* / L_m(i_m), \\ u_q &= L_1(i_m) \psi^* \omega_{p_n} / L_m(i_m). \end{aligned} \quad (\text{Б.2})$$

Підставляючи (Б.2) в (Б.1), знаходимо залежність значення напруги ланки постійного струму V_{dc} від заданого модуля потокозчеплення ротора ψ^* та кутової швидкості обертання валу генератора ω у вигляді

$$V_{dc} = \sqrt{3} \sqrt{\frac{\psi^{*2} (R_1^2 + L_1^2(i_m) \omega^2)}{L_m^2(i_m)}} = \frac{\sqrt{3} \psi^*}{L_m(i_m)} \sqrt{R_1^2 + L_1^2(i_m) \omega^2}. \quad (\text{Б.3})$$

Залежність (Б.3) дозволяє визначити з якою мінімальною напругою в ланці постійного струму зможе запуститися система генерування, яка залежить від заданого потокозчеплення та кутової швидкості обертання ротора.

Розглянемо значення ψ^* , ω , V_{dc} для досліджуваного генератора з параметрами, наведеними у додатку А. Усі інші дослідження проведено для цього генератора.

Задавшись лінійною зміною потокозчеплення від 0.02 Вб до номінального значення 0.96 Вб на усталеній швидкості, отримаємо залежність $V_{dc} = f(\psi^*, \omega)$, що зображена на рис. Б.1. Наприклад, для кутової швидкості 50 рад/с залежність позначено цифрою 1, 100 рад/с – цифрою 2 та 140 рад/с – цифрою 3.

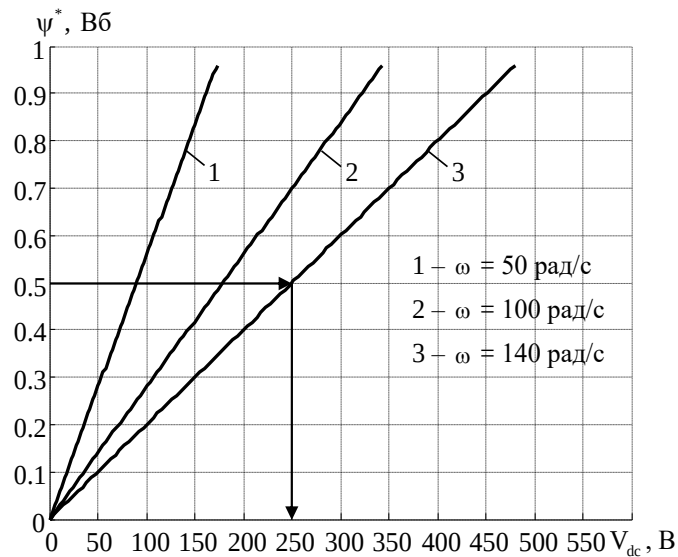


Рисунок Б.1 – Графік залежності напруги ланки постійного струму V_{dc} від заданого потокозчеплення ψ^* та швидкості обертання вала генератора ω

З рис. Б.1 встановлюємо, що при роботі системи генерування з заданим потокозчепленням ротора 0,5 Вб на швидкості 140 рад/с необхідно не менше 250 В напруги в ланці постійного струму, виходячи з припущення про ідеальність інвертора.

З (Б.3) можна розрахувати також аналітичне співвідношення між заданим потокозчепленням ротора та напругою ланки постійного струму і кутовою швидкістю $\psi^* = f(V_{dc}, \omega)$ у вигляді

$$\psi^* = \frac{V_{dc} L_m (i_m)}{\sqrt{3} \sqrt{R_1^2 + L_1^2 (i_m)^2 \omega^2}}, \quad (\text{Б.4})$$

а також, швидкість $\omega = f(V_{dc}, \psi^*)$, знаючи V_{dc} та ψ^* , у вигляді

$$\omega = \sqrt{\frac{(V_{dc} L_m (i_m))^2 - 3(R_1 \psi^*)^2}{3(L_1 (i_m) \psi^*)^2}}. \quad (\text{Б.5})$$

Ще одним обмеженням є мінімальне значення швидкості обертання генератора, при якій можлива генерація енергії в ланку постійного струму.

Визначається це обмеження з балансу потужності між потужністю генератора та потужністю ланки постійного струму (2.56) у вигляді

$$\left(\frac{L_m \omega \psi^*}{L_2}\right)^2 - 4\left(\alpha \frac{L_m^2}{L_2} + R_1\right)\left(R_1 \frac{\psi^{*2}}{L_m^2(i_m)} + \frac{2}{3} V_{dc}\right) > 0. \quad (\text{Б.6})$$

Розв'язавши (Б.6) відносно швидкості, отримаємо

$$\omega > \frac{L_2}{L_m \psi^*} \sqrt{4\left(\alpha \frac{L_m^2}{L_2} + R_1\right)\left(R_1 \frac{\psi^{*2}}{L_m^2(i_m)} + \frac{2}{3} V_{dc}\right)}. \quad (\text{Б.7})$$

Залежність (Б.7) (рис. Б.2) показує при яких співвідношеннях швидкості та потокозчеплення ротора можлива генерація енергії в ланку постійного струму.

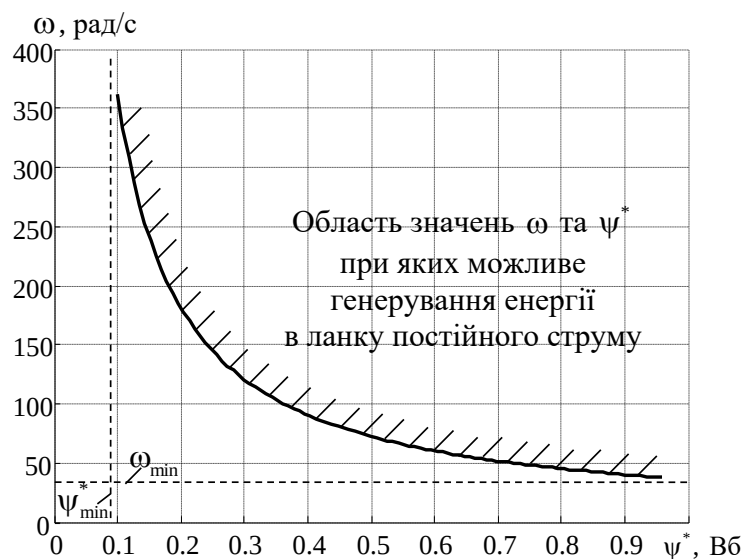


Рисунок Б.2 – Графік співвідношення швидкості та потокозчеплення ротора, при яких можлива генерація енергії в ланку постійного струму

З рис. Б.2 видно, що генерація енергії в ланку можлива лише при швидкості обертання ротора, яка обернено пропорційна потокозчепленню ротора, тобто чим більша швидкість, тим менше потокозчеплення ротора потрібне для початку генерування, і навпаки.

Розв'язавши (Б.6) відносно напруги ланки постійного струму, отримаємо

$$V_{dc} > \frac{3}{2} \left(\frac{\left(\frac{L_m \omega \psi^*}{L_2} \right)^2}{4 \left(\alpha \frac{L_m^2}{L_2} + R_1 \right)} - R_1 \frac{\psi^{*2}}{L_m^2 (i_m)} \right). \quad (Б.8)$$

Залежність (Б.8), що представлена на рис. Б.3, встановлює обмеження на значення напруги ланки постійного струму від заданих значень потокозчеплення та кутової швидкості обертання ротора.

З рис. Б.3 видно, що існує критичне значення швидкості при якому встановлюється баланс між вхідною механічною потужністю та електричними втратами АГ, яка для досліджуваного генератора склала 18 рад/с. Тобто, менше цієї швидкості генерація енергії в ланку постійного струму не відбудеться.

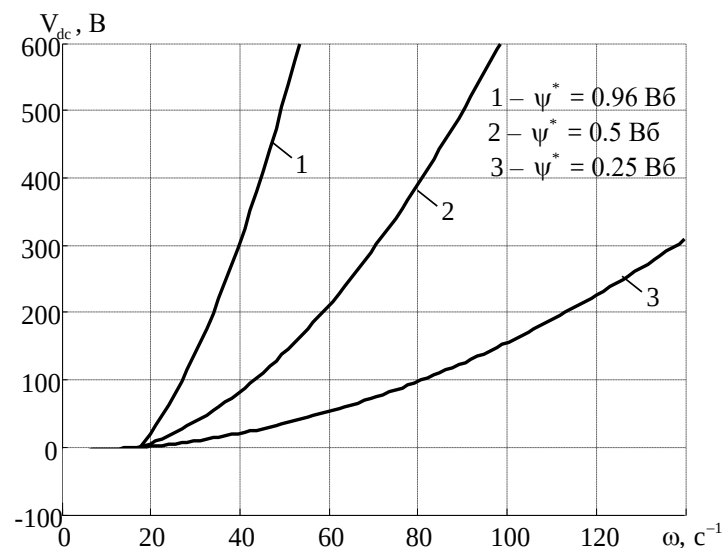


Рисунок Б.3 – Графік залежності напруги ланки постійного струму від швидкості при різних значеннях потокозчеплення ротора

Ще одним важливим моментом є визначення значення вхідної механічної потужності, яка необхідна для електромеханічного перетворення енергії. Тобто значення, при якому компенсуються електричні втрати в статорі та в роторі, які визначено в (2.54) для холостого ходу генератора. Цей режим виникає, коли енергія з ланки постійного струму не споживається, але підтримується збудження генератора при обертанні валу. Розрахувати величину втрат можна

із значення заданого моментного струму (3.21), який необхідний для підтримання напруги в ланці постійного струму. Фактично значення вхідної механічної потужності залежать від швидкості та потокозчеплення ротора. Для знаходження цього значення розв'яжемо нерівність з (2.54), розв'язком якої є функція двох змінних у вигляді $i_q^* = f(\psi^*, \omega)$ (рис. Б.4)

$$i_q^* \geq \frac{-\frac{L_m}{L_2} \omega p_n \psi^* + \sqrt{\left(\frac{L_m}{L_2} \omega p_n \psi^*\right)^2 - 4 \left(R_2 \frac{L_m^2}{L_2^2} + R_1\right) R_1 \frac{\psi^{*2}}{L_m^2 (i_m)}}}{2 \left(R_2 \frac{L_m^2}{L_2^2} + R_1\right)}. \quad (\text{Б.9})$$

Для знаходження залежності $i_q^* = f(\psi^*, \omega)$ в (Б.9) задаємося змінною ψ^* від 0.02 Вб до 0.96 Вб та усталеною швидкістю, результат зображено на рис. Б.4.

З рис. Б.4 встановлюємо, що на швидкості 50 рад/с при заданому потокозчепленні 0.5 Вб необхідно 0.28 А моментного струму, який йде на компенсацію електричних втрат. Також видно, що зі збільшенням ω та ψ^* , збільшуються втрати на холостому ході генератора, що призводить до збільшення моментного струму i_q^* .

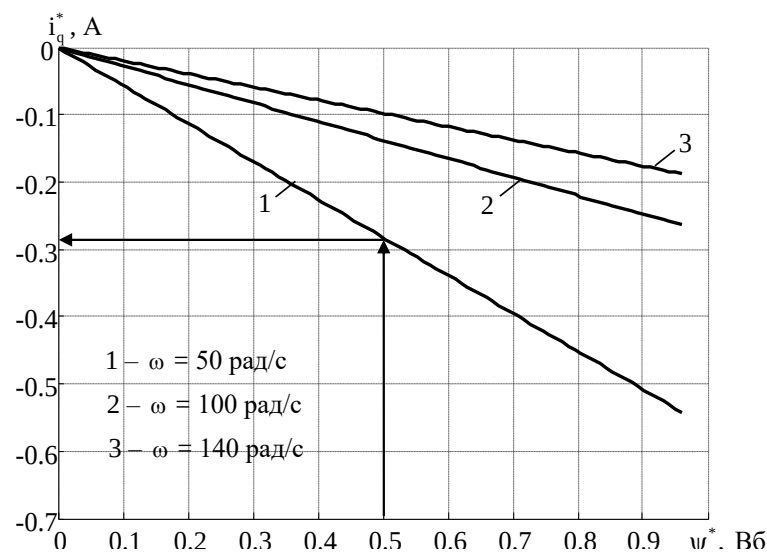


Рисунок Б.4 – Графік залежності усталеного моментного струму від ω та ψ^* , необхідного для компенсації електричних втрат в генераторі

Ще важливо знати який заданий моментний струм необхідно створити, щоб підтримувати навантаження в ланці постійного струму, знаючи швидкість обертання валу генератора та напругу у ланці. Для цього скористаємося рівнянням стаціонарного стану з (3.21) перепишемо його у вигляді

$$i_q^* = \frac{-\frac{L_m}{L_2} \omega p_n \psi^* + \sqrt{\left(\frac{L_m}{L_2} \omega p_n \psi^*\right)^2 - 4 \left(\alpha \frac{L_m^2}{L_2} + R_1\right) \left(R_1 \frac{\psi^{*2}}{L_m^2 (i_m)} + \frac{2}{3} V_{dc} i_L\right)}}{2 \left(\alpha \frac{L_m^2}{L_2} + R_1\right)}. \quad (B.10)$$

Задаючись номінальним значеннями напруги ланки постійного струму 540 В, потокозчеплення ротора 0.96 Вб та швидкістю 140 рад/с отримаємо залежність усталеного заданого струму статора по осі q від навантаження i_L (рис. Б.50).

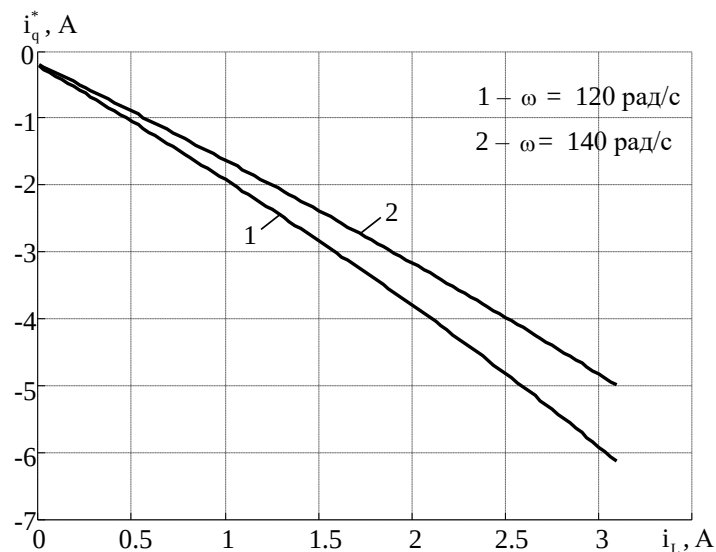


Рисунок Б.5 – Графік залежності усталеного моментного струму від значення навантаження у ланці постійного струму

З рис. Б.5 видно, що для підтримання номінальної напруги в ланці постійного струму при під'єднанні номінального струму навантаження (3.1 А) необхідно, на номінальній швидкості 5 А струму статора по осі q, а на швидкості 120 рад/с 6.1 А. Підтвердження усталених значень перевіримо шляхом моделювання.

ДОДАТОК В

СПИСОК ПУБЛІКАЦІЙ ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ ТА ВІДОМОСТІ ПРО АПРОБАЦІЮ РОБОТИ

Публікації у фахових виданнях:

1. Peresada S., Kovbasa S., Korol S., Zhelinskyi N. Feedback linearizing field-oriented control of induction generator: theory and experiments. *Технічна електродинаміка*. 2017. № 2. С. 48-56. (Наукометрична база **Scopus**).

2. Пересада С. М., Ковбаса С. М., Желінський М. М. Експериментальне тестування системи робастного векторного керування асинхронним генератором. *Вісник Вінницького політехнічного інституту*. Вінниця, 2018. № 3(138). С. 62-68.

3. Пересада С. М., Благодір В. О., Диннік Т. В., Желінський М. М. Система векторного керування автономним генератором на основі асинхронної машини з фазним ротором. *Електротехнічні та комп'ютерні системи*. Одеса, 2014. Вип. 15(91). С. 85-88.

4. Пересада С. М., Трандафілов В. М., Желінський М. М. Інваріантність до варіацій активного опору ротора в системах векторного керування асинхронними двигунами. *Вісник Вінницького політехнічного інституту*. Вінниця, 2016. №2. С. 45-51.

5. Пересада С. М., Ніконенко Є. О., Желінський М. М., Решетник В. С. Формування динамічних режимів повністю керованого гібридного джерела живлення електричних транспортних засобів. *Технічна електродинаміка*. 2020. № 4. С. 35-40. (Наукометрична база **Scopus**, періодичне наукове видання категорії «А», що прирівнюється до періодичних видань країн ОЕСР).

Матеріали конференцій:

6. Peresada S., Kovbasa S., Korol S., Pechenik N., Zhelinskyi N. Indirect field oriented output feedback linearized control of induction generator. *2nd International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*. Kiev, Ukraine, 2016. P. 187-191.

7. Peresada S., Blagodir V., Zhelinskyi M. Output feedback control of stand-alone doubly-fed induction generator. *2nd International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*. Kiev, Ukraine, 2016. P. 1-6.

8. Bozhko S., Peresada S., Kovbasa S., Zhelinskyi M. Robust indirect field oriented control of induction generator. *International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles International Transportation Electrification Conference (ESARS-ITEC)*. Toulouse, France, 2016. P. 1-6.

9. Peresada S., Kovbasa S., Zhelinskyi M., Duchenko A. Speed sensorless direct field oriented control of induction generator. *IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*. Kiev, Ukraine, 2017. P. 548-553.

10. Peresada S., Zhelinskyi M., Kovbasa S., Korol S. Indirect field oriented control of the saturated induction generators with linear PI regulators. *IEEE 6th International Conference on Energy Smart Systems (ESS)*. 2019. Kyiv, Ukraine, 2019. P. 138-143.

11. Пересада С. М., Трандафілов В. Н., Желинський Н. Н. Общетеоретическое решение задачи инвариантного к вариациям активного сопротивления ротора прямого векторного управления угловой скоростью и потоком асинхронных двигателей. *Проблеми енергоресурсозбереження в електротехнічних системах. Наука, освіта і практика*. Кременчук, 2016. С. 19-21.

Особистий внесок здобувача.

Наукові положення та результати, викладені в дисертації, отримані автором особисто. У наукових працях, опублікованих у співавторстві, автору належить: у роботі [1] – розробка алгоритму керування напругою ЛПС, проведення експериментальних досліджень системи керування АГ; [2] – дослідження алгоритмів векторного керування АГ методом математичного моделювання та на експериментальній установці; [3,7] – синтез системи векторного керування машиною подвійного живлення, проведення

експериментальних досліджень та математичного моделювання; [4,11] – дослідження шляхом математичного моделювання інваріантної до варіацій активного опору ротора системи векторного керування асинхронним двигуном; [5] – математичне моделювання гібридного джерела живлення, [6, 8] – синтез алгоритмів векторного керування АГ, проведення математичного моделювання та експериментальних досліджень; [9] – математичне моделювання системи бездавачевого векторного керування АГ; [10] – дослідження впливу нелінійності магнітної системи АГ, проведення експериментальних досліджень та математичного моделювання.

ДОДАТОК Г
АКТИ ВПРОВАДЖЕННЯ ТА ВИКОРИСТАННЯ РЕЗУЛЬТАТІВ
ДИСЕРТАЦІЙНОЇ РОБОТИ

ЗАТВЕРДЖУЮ

Декан факультету електроенерготехніки та
автоматики Національного технічного
університету України

«Київський політехнічний інститут імені
Ігоря Сікорського»



доктор технічних наук, професор

Олександр ЯНДУЛЬСЬКИЙ

19 вересня 2020 р.

впровадження у навчальний процес результатів дисертаційної роботи
асистента кафедри автоматизації електромеханічних систем та
електроприводу Желінського Миколи Миколайовича за темою «Система
векторного керування асинхронним генератором з властивостями
робастності до параметричних збурень»

Комісія у складі заступника завідувача кафедри АЕМС-ЕП з методичної роботи, к.т.н., доц. Бур'яна С. О., вченого секретаря кафедри, к.т.н., доц. Красношопки Н. Д., доцента кафедри АЕМС-ЕП, д.т.н., доц. Ковбаса С. М. склала цей акт про використання результатів дисертаційної роботи Желінського М. М. у навчальному процесі кафедри автоматизації електромеханічних систем та електроприводу КПІ ім. Ігоря Сікорського.

Розроблені автором алгоритми векторного керування асинхронним генератором з короткозамкненим ротором, моделюючі програми та програмне забезпечення для дослідження систем векторного керування асинхронними генераторами, експериментальні установки з двигунами потужністю 2.2 кВт та 5.5 кВт використовуються при проведенні лекційних та лабораторних занять з дисциплін «Електромеханічні системи в екологічно чистих технологіях», «Робастне та адаптивне керування в електромеханічних системах», а також у дипломному проектуванні за спеціальністю 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка».

Розроблені автором алгоритми векторного керування асинхронним генератором з короткозамкненим ротором, моделюючі програми та програмне забезпечення для дослідження систем векторного керування асинхронними генераторами, експериментальні установки з двигунами потужністю 2.2 кВт та 5.5 кВт використовуються при проведенні лекційних та лабораторних занять з дисциплін «Електромеханічні системи в екологічно чистих технологіях», «Робастне та адаптивне керування в електромеханічних системах», а також у дипломному проектуванні за спеціальністю 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка».

Голова комісії: к.т.н., доц. Сергій БУР'ЯН

Члени комісії: к.т.н., доц. Наталія КРАСНОШАПКА

д.т.н., доц. Сергій КОВБАСА

ЗАТВЕРДЖУЮ
Директор ТОВ «ПОЛІТЕХНОСЕРВІС»
 Микола Кугут
«05» листопада 2020 р.

АКТ

впровадження результатів дисертаційної роботи
асистента кафедри автоматизації електромеханічних систем та
електроприводу КПІ ім. Ігоря Сікорського
Желінського Миколи Миколайовича

Даним актом підтверджується, що алгоритми керування асинхронною машиною в режимі генерування електричної енергії, які розроблені асистентом кафедри автоматизації електромеханічних систем та електроприводу Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського» Желінським Миколою Миколайовичем в рамках виконання його кандидатської дисертації, використано при створенні системи навантаження тягових електроприводів змінного струму потужністю 180 кВт.

Розроблені автором алгоритми керування потокозчепленням ротора асинхронної машини та напругою ланки постійного струму забезпечують робастне адаптивне керування координатами системи генерування, що дозволило при об'єднанні ланок постійного струму приводного перетворювача з перетворювачем асинхронного генератора створити повномасштабний випробувальний стенд для тягових електроприводів потужністю 180 кВт в умовах обмеженості потужності мережі живлення на рівні 30 кВт.

Головний інженер

